

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Eng.

PAR
DJAMAL MESSAILI

ÉTUDE DE TECHNIQUES D'AMÉLIORATION DE LA PERFORMANCE DES
AMPLIFICATEURS À POST-COMPENSATION

MONTREAL, 25 OCTOBRE 2002

©Droits réservés de Djamal Messaili

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar Kouki, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. François Gagnon, codirecteur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Fadel Ghannouchi, professeur
Département de génie électrique à l'École polytechnique de Montréal

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET UN PUBLIC

LE 25 SEPTEMBRE 2002

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

ÉTUDE DE TECHNIQUES D'AMÉLIORATION DE LA PERFORMANCE DES AMPLIFICATEURS À POST-COMPENSATION

Djamal Messaili

SOMMAIRE

Afin d'améliorer les performances d'un amplificateur à post-compensation en terme de linéarité et de rendement, une nouvelle architecture est proposée. En ajoutant deux boucles supplémentaires à la topologie conventionnelle, la version modifiée de l'amplificateur à post-compensation réalise la soustraction, entre deux signaux, en deux étapes. Ceci permet aux circuits de contrôle d'atténuer d'avantage le résidu de la porteuse dans la première boucle ainsi que le signal de distorsion dans la deuxième boucle. Cette nouvelle topologie est moins sensible aux variations des erreurs de gain et de phase, si tout le système est bien aligné.

Les résultats de simulations et de tests ont démontré que cette technique permet de diminuer la puissance moyenne et la puissance maximale de l'enveloppe du signal d'erreur, obtenue par la première boucle. Ceci est réalisé grâce à la double boucle de suppression de la porteuse. Ainsi on peut utiliser un amplificateur d'erreur moins puissant, afin d'améliorer le rendement total. Cette technique permet aussi d'améliorer la linéarité de l'amplificateur à post-compensation, lorsqu'elle est utilisée pour supprimer les distorsions.

INVESTIGATION OF TECHNIQUES FOR IMPROVING THE FEEDFOWARD AMPLIFIERS' PERFORMANCE

Djamal Messaili

ABSTRACT

A new approach is proposed to improve the linearity and the efficiency capabilities of a feedforward amplifier. By adding two more loops to the conventional topology, the modified version of the feedforward amplifier performs the signal suppression operations in two steps. This helps the control system to decrease the carrier residue in the first loop as well as the distortion signal (intermodulation products) in the second loop. This new architecture proved to be less sensitive to gain and phase errors, when the whole system is properly tuned.

The simulation and the test results showed that this technique helped the average as well as the maximum power of the error signal, resulting from the first loop, to reduce. This is accomplished because of the use of the double loop. Hence, the new topology may lead to the use of a less powerful error amplifier and consequently improve the overall efficiency. The linearity was also improved when this technique was used for the distortion suppression.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont aidé à finir mes études de maîtrise, en commençant par mon directeur de projet de projet, Monsieur Ammar Kouki, qui m'a orienté dans mes travaux et qui m'a fourni le support nécessaire pour venir à bout de mon projet.

Je remercie ma femme, mes parents et toute ma famille pour leurs prières et soutien moral.

J'adresse mes remerciements à Monsieur M. François Gagnon et à Monsieur Fadel Ghannouchi, d'avoir accepté d'être membres du jury de la présentation du mémoire de la maîtrise.

TABLES DES MATIÈRES

SOMMAIRE	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES.....	viii
LISTE DES ABREVIATIONS ET SIGLES	xi
INTRODUCTION	xii
CHAPITRE 1 INTÉRÊT ET IMPACT D'UN SYSTÈME LINÉAIRE	
1.1 Preambule.....	1
1.2 Les conséquences directes de la linéarisation	3
1.3 Objectif.....	3
1.4 Historique de la linéarisation à post-compensation	4
1.5 Organisation du mémoire.....	4
CHAPITRE 2 LA LINÉARISATION	
2.1 Introduction.....	6
2.2 Génération du bruit de distorsion.....	6
2.3 Les méthodes de linéarisation	12
2.3.1 Contre réaction de l'enveloppe	12
2.3.2 Boucle Polaire	13
2.3.3 Boucle cartésienne	14
2.3.4 LINC	15
2.3.5 Élimination et régénération de l'enveloppe	16
2.3.6 Prédistorsion.....	17
2.3.6.1 Prédistorsion RF.....	18
2.3.6.2 Prédistorsion numérique	19
2.3.6.3 Linéarisation par la méthode post-compensation.....	19
2.4 Résumé.....	22

CHAPITRE 3 LES AMPLIFICATEURS À POST-COMPENSATION CONVENTIONNELS

3.1	Introduction	23
3.2	Principe de fonctionnement d'un amplificateur à post-compensation.....	23
3.3	Étude analytique de la topologie conventionnelle	29
3.3.1	Condition d'équilibre des deux boucles.....	30
3.3.2	Réflexion d'énergie.....	32
3.3.2.1	L'énergie réfléchie à l'entrée	32
3.3.2.2	L'énergie réfléchie à la sortie.....	33
3.3.3	Intermodulation inverse	35
3.3.4	Facteur de bruit	35
3.3.5	Puissance de sortie de l'amplificateur d'erreur.....	36
3.3.6	Rendement global.....	37
3.4	Analyse du signal de bruit.....	40
3.4.1	Détermination et analyse du résidu de la porteuse.....	40
3.4.2	Analyse du spectre du signal d'erreur.....	46
3.5	Éléments critiques	53
3.5.1	La linéarité	53
3.5.2	P1dB de l'amplificateur d'erreur	53
3.5.3	P1dB de l'amplificateur à post-compensation	54
3.5.4	Rendement global.....	54

CHAPITRE 4 SIMULATIONS ET TESTS D'UN AMPLIFICATEUR PC CONVENTIONNEL

4.1	Préambule.....	55
4.2	Simulation (HPADS)	55
4.2.1	Boucle de suppression de la porteuse	57
4.2.2	Boucle de suppression des distorsions.	60
4.2.3	Simulation en CDMA IS95	62
4.3	Réalisation.....	63
4.3.1	Alignement de l'amplificateur PC	64
4.3.2	Vérification des performances l'amplificateur PC.....	67
4.3.2.1	La linéarité (test à deux porteuses).....	67
4.3.2.2	Caractéristiques du signal de bruit en fonction du niveau du résidu	70
4.3.2.3	Rendement global.....	73

CHAPITRE 5 AMPLIFICATEUR POST COMPENSATION À BOUCLES AUXILIAIRES

5.1	Préambule.....	76
5.2	Analyse des alternatives de la topologie conventionnelle.....	77

5.2.1	Amplificateur PC à double boucle	77
5.2.2	Combinaison post-compensation/prédistorsions.....	78
5.2.3	Nouvelle architecture d'un amplificateur PC (Amplificateur PC à boucles auxiliaires)	80
5.3	Analyse de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires.....	82
5.3.1	Condition d'équilibre des deux boucles.....	82
5.3.2	Réflexion d'énergie.....	84
5.3.3	Facteur de bruit	84
5.3.4	Puissance de sortie de l'amplificateur d'erreur.....	84
5.3.5	Rendement global.....	85
5.4	Simulation et réalisation.....	86
5.4.1	Simulation (HPADS)	86
5.4.1.1	Boucle de suppression de la porteuse	90
5.4.1.2	Boucle de suppression des distorsions	92
5.4.2	Réalisation.....	95
5.4.2.1	Alignement.....	96
5.4.2.2	Vérification des performances	99
5.5	Résumé.....	113
CONCLUSION		114
RECOMMANDATIONS ET TRAVAUX FUTURS.....		117
ANNEXES		
1 :	Amplificateurs.....	118
2 :	Caractérisation de l'ampli de puissance	123
3 :	Le rendement.....	125
4 :	Programmes de simulation (Matlab)	128
BIBLIOGRAPHIE		133

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I	Caractéristiques électriques des amplificateurs	56
Tableau II	Caractéristiques des coupleurs.....	56
Tableau III	Valeurs des éléments dans les conditions d'équilibre.....	58
Tableau IV	Caractéristiques du signal d'erreur	71
Tableau V	Amplificateur d'erreur en fonction du niveau de suppression	75
Tableau VI	Caractéristiques électriques des amplificateurs	87
Tableau VII	Caractéristiques des coupleurs.....	88
Tableau VIII	Valeurs des éléments dans les conditions d'équilibre.....	89
Tableau IX	Caractéristiques du signal d'erreur	104
Tableau X	Puissance du signal d'erreur détectée en fonction de la phase du résidu	108
Tableau XI	Choix de l'amplificateur d'erreur en fonction du niveau de suppression	111
Tableau XII	Types de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires .	115
Tableau XIII	Types de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires..	116
Tableau XIV	Types de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires..	116

LISTE DES FIGURES

Figure 1	Courbe de réponse entrée/sortie d'un amplificateur (AM/AM)	7
Figure 2	Génération d'harmoniques.....	8
Figure 3	Génération de produits d'intermodulation.....	9
Figure 4	Courbe de réponse en phase d'un amplificateur(AM/PM).....	10
Figure 5	Signal CDMA avant amplification	11
Figure 6	Étalement de spectre d'un signal CDMA, après amplification	11
Figure 7	Linéarisation par la méthode de contre réaction de l'enveloppe	13
Figure 8	Linéarisation par la méthode de la boucle cartésienne	15
Figure 9	Linéarisation par la méthode de LINC	16
Figure 10	Élimination et Régénération de l'enveloppe.....	17
Figure 11	Linéarisation par la méthode de Prédistorsion RF.....	19
Figure 12	Amplificateur à post-compensation.....	21
Figure 13	Concept général d'un ampli Post Compensation 24	
Figure 14	Ampli Post Compensation conventionnel topologie 1	26
Figure 15	Ampli Post Compensation conventionnel topologie	27
Figure 16	Ampli Post Compensation conventionnel, topologie 3	28
Figure 17	Étude de l'amplificateur PC conventionnel, topologie 1	29
Figure 18	L'énergie réfléchie à l'entrée (Input Return Loss)	32
Figure 19	L'énergie réfléchie à la sortie (Output Return Loss).....	34
Figure 20	Représentation vectorielle des signaux.....	41
Figure 21	La suppression en fonction des erreurs de gain et de phase	44
Figure 22	La phase du résidu en fonction des erreurs de gain et de phase	45
Figure 23a	Spectre du signal d'erreur à analyser	47
Figure 23b	Pmax, Pmoy et le rapport ΔP en fonction du niveau du résidu	46
Figure 24	Pmax, Pmoy et le rapport ΔP en fonction de la phase du résidu	48
Figure 25a	ΔP en fonction de la phase du et du niveau résidu.....	49
Figure 25b	Pmoy en fonction de la phase du et du niveau résidu.....	50
Figure 25c	Pmax en fonction de la phase du et du niveau résidu	50
Figure 26	Pmax pour un déphasage aléatoire entre les porteuses	52
Figure 27	Digramme de l'amplificateur PC Conventionnel (HPADS)	57
Figure 28	Spectre du signal de sortie de l'amplificateur principal	58
Figure 29	Spectre des signaux avant la suppression des porteuses.....	59
Figure 30	Signal représentant le bruit de distorsion.....	59
Figure 31	Sensibilité de la suppression de la porteuse.....	60
Figure 32	Signal d'erreur à la sortie de l'amplificateur d'erreur	60
Figure 33	Signal de sortie de l'amplificateur PC	61
Figure 34	Sensibilité de la suppression des distorsions	62
Figure 35	Comportement de l'amplificateur PC en CDMA IS95.....	63
Figure 36	Montage pour l'alignement des deux boucles	64
Figure 37	Représentation polaire des signaux avant la suppression de la porteuse.....	65

Figure 38	Réponse en fréquence du signal d'erreur avant alignement des délais	65
Figure 39	Réponse en fréquence du signal d'erreur après alignement des délais.	66
Figure 40	Montage pour un test à deux porteuses.....	67
Figure 41	Le signal de sortie de l'amplificateur Principal (Vout_p)	68
Figure 42	Le signal de distorsion (Verr)	68
Figure 43	Le signal de sortie de l'amplificateur PC(Vffd_out)	69
Figure 44	Spectre du signal de sortie pour un signal d'entrée distordu	70
Figure 45	Mesure de la puissance du bruit en fonction du niveau du résidu	70
Figure 46	Puissance moyenne du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu	72
Figure 47	Puissance maximale du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu	72
Figure 48	Le rapport ΔP du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu	73
Figure 49	Rendement de l'amplificateur PC en fonction du niveau du résidu	75
Figure 50	Amplificateur PC à double boucle.....	77
Figure 51	Linéarisation combinée; prédistorsion/post-compensation	79
Figure 52	Signal d'erreur à la sortie de la boucle de suppression de la porteuse .	79
Figure 53	Pmax, Pmoy et ΔP en fonction du niveau du résidu.....	79
Figure 54	Nouvelle architecture d'un amplificateur PC	81
Figure 55	Diagramme de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires (HPADS).....	87
Figure 56	Spectre du signal de sortie de l'amplificateur principal, Vout_p	90
Figure 57	Signal de distorsion préliminaire, Verr1	90
Figure 58	Signal de référence de la boucle auxiliaire pour la suppression de la porteuse.....	91
Figure 59	Le signal de distorsion final.....	91
Figure 60	Sensibilité du résidu des deux porteuses en fonction de Att4	92
Figure 61	Suppression préliminaire des distorsions	93
Figure 62	Suppression finale des distorsions	93
Figure 63	Sensibilité de la suppression des distorsions	94
Figure 64	Test de l'amplificateur à post-compensation à boucles auxiliaire.....	95
Figure 65	Ajustement de la boucle principale de pré-suppression de la porteuse	97
Figure 66	Signal de distorsion après ajustement de Att1, Phase1 et Delay1	97
Figure 67	Ajustement de Att4 et Phase4 pour une suppression finale de la porteuse.....	98
Figure 68	Suppression finale réalisée à l'aide de Att4 et de Phase4.....	98
Figure 69	Montage pour le test à deux porteuses.....	99
Figure 70	Le signal d'entrée à l'ampli PC à boucles auxiliaire	100
Figure 71	Spectre fréquentiel à la sortie de l'amplificateur principal.....	100
Figure 72	Signal de distorsion à la sortie de la boucle auxiliaire.....	101
Figure 73	Suppression préliminaire des distorsions	102
Figure 74	Suppression finale des distorsions	102
Figure 75	Mesure de la puissance du bruit en fonction du niveau du résidu	103

Figure 76	Puissance moyenne du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.....	104
Figure 77	Puissance maximale du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.....	105
Figure 78	Le rapport ΔP en fonction du niveau du résidu	105
Figure 79	Vérification de l'influence de la phase du résidu sur le signal d'erreur.....	106
Figure 80	L'enveloppe du signal de d'erreur pour maximum de puissance détectée.....	107
Figure 81	L'enveloppe du signal de d'erreur pour minimum de puissance détectée.....	107
Figure 82	L'enveloppe du signal d'erreur en fonction de la phase du résidu	109
Figure 83	P1dB de l'amplificateur d'erreur en fonction du niveau relatif du résidu.....	112
Figure 84	Le rendement total en fonction du niveau du résidu.....	112

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

ACPR	:	Adjacent channel power ratio
AM/AM	:	Amplitude modulation to amplitude modulation conversion
AM/PM	:	Amplitude modulation to phase modulation conversion
AMRF	:	Accès multiple réparti en fréquence
CALLUM	:	Combined analog locked loop universal modulator
C/N	:	Le rapport de la porteuse le bruit
DSP	:	Digital signal processor
HBT	:	Heterojunction bipolar transistor
InGap	:	Indium gallium phosphide
IP3	:	Third order intercept point
LDMOS	:	Laterally diffused metal oxide semiconductor
LINC	:	Linear amplification with nonlinear components
Modulateur IQ:		Modulateur quadratique
MOSFET	:	Metal oxide field effect transistor
P1dB	:	Puissance de sortie pour une compression de gain de 1dB
PC	:	Post-compensation
PHEMT	:	Pseudomorphique high electron mobility transistor
QAM	:	Quadratique amplitude modulation
S/N	:	Rapport du signal sur le bruit
TOP	:	Tube à ondes progressifs
TETRA	:	Terrestrial trunked radio access

INTRODUCTION

La technologie de l'information a connu une évolution qui a progressé d'une façon exponentielle. Cet essor a été accompagné d'un développement des moyens de transmission afin de satisfaire les besoins de transmettre de grandes capacités d'information. Tout a commencé par la simple radio. Celle-ci a ouvert la voie à de nouveaux moyens de communication tels que la télédiffusion, les faisceaux hertziens, les télécommunications par satellites et la radio mobile. De nos jours, on peut aisément établir une communication téléphonique, recevoir des messages et naviguer sur Internet à partir du téléphone cellulaire. Pour assurer de tels services, il est nécessaire d'utiliser certains types de modulation efficaces afin d'utiliser le minimum de bande passante. Parmi ces techniques, on retrouve la modulation quadratique (QAM), le système d'accès CDMA, GSM, etc. Cependant, ces techniques exigent une bonne linéarité des émetteurs. En fait, le degré de linéarité de ceux-ci repose sur le degré de linéarité de l'amplificateur de puissance utilisé dans la chaîne de transmission.

Pour la radio mobile de la troisième génération, par exemple, des exigences ont été imposées sur les caractéristiques des amplificateurs de puissance en termes de bande passante, de linéarité, de puissance et d'efficacité. Selon les cas le coût de ces amplificateurs peut représenter de 10% à 40% du coût total de l'émetteur. Pour cela, un grand intérêt a été porté aux caractéristiques électriques de l'amplificateur. Toutefois, il existe un compromis entre son rendement et sa linéarité. Une bonne linéarité d'un amplificateur, est généralement obtenue aux dépens de son rendement et de son coût. À partir de la deuxième guerre mondiale, des ingénieurs et des chercheurs se sont penchés sur ce problème. Grâce à leurs travaux de recherche, des techniques de linéarisation ont émergé. Parmi celles-ci, on retrouve les méthodes à boucles rétroactives, la prédistorsion et les amplificateurs à post-compensation.

Au début, l'implémentation de ces techniques sur les amplificateurs à moyenne et à haute puissance était coûteuse et difficile à réaliser. Elle ne fut réalisée que sur les amplificateurs de faible puissance, utilisés pour la transmission par câble. Plus tard, afin de répondre aux besoins et exigences des nouvelles générations du téléphone cellulaire, par exemple, il fut nécessaire de confronter les difficultés de la linéarisation des amplificateurs à haute puissance. La technique de prédistorsion fut la plus répandue pour linéariser des amplificateurs à large bande. Elle est adéquate pour certains types d'application. Cependant, pour répondre aux besoins d'une linéarité accrue, la méthode post-compensation est nécessaire. La méthode post-compensation conventionnelle réalise une bonne amélioration de la linéarité comparativement à la technique précédente, aux dépens du rendement total. Pour améliorer la linéarité et le rendement d'une telle technique, on propose une nouvelle topologie d'un amplificateur à post-compensation.

CHAPITRE 1

INTÉRÊT ET IMPACT D'UN SYSTÈME LINÉAIRE

1.1 Préambule

Toute chaîne de transmission se compose de modules linéaires et non-linéaires. La non-linéarité est une propriété désirable et utile pour une certaine catégorie d'éléments de cette chaîne, comme les mélangeurs. Par contre, elle est nuisible pour une autre catégorie dans laquelle on trouve principalement les amplificateurs. Si on utilise un amplificateur en forts signaux, il va se comporter comme un élément non-linéaire. Son signal de sortie sera ainsi distordu et ne sera pas considéré comme une copie du signal d'entrée. En présence d'un signal qui se compose d'une seule porteuse pure, ceci se traduit par la génération d'harmoniques. Par contre, si le signal à amplifier se compose d'au moins deux porteuses, des produits d'intermodulation seront générés. Alors que ce dernier phénomène est connu sous le nom de distorsion du type AM/AM (voir abréviations), la distorsion du type AM/PM (voir abréviations) décrit la variation de la phase du signal de sortie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

Dans le cas idéal, les moyens de transmission sont transparents et ne doivent altérer l'information transmise. Cependant, dans un mode d'accès multiple repartitionné en fréquence (AMRF), les distorsions du type AM/AM causent la génération des produits d'intermodulation ou bien un étalement de spectre sur des canaux adjacents. Ce phénomène fait augmenter le taux d'erreur dans le cas d'une transmission numérique.

Dans certains types de modulation, telle que la modulation QAM (voir abréviations), les distorsions AM/PM sont, elles aussi, des sources nuisibles pour la qualité de la liaison.

Les produits d'intermodulation causant beaucoup de problèmes sont ceux de l'ordre impair. Les produits d'intermodulation du 3^{ième} ordre sont les plus importants et ne peuvent être éliminés par un simple filtrage. La solution la plus simple est de faire fonctionner cet amplificateur en faibles signaux, dans sa zone linéaire, ce qui implique qu'il faut un recul de puissance afin de rencontrer les spécifications désirées. Cette solution a pour effet de faire opérer les amplificateurs avec de faibles rendements. D'autre part, les efforts actuels sont concentrés sur l'optimisation du rendement des amplificateurs. La problématique du téléphone cellulaire illustre bien la motivation de ces efforts dans le but de conserver la charge des batteries le plus longtemps possible, tout en minimisant le bruit des distorsions généré par ces modules. Pour résoudre ce problème, il faut utiliser une des méthodes de linéarisation.

Des études élaborées sur les différentes techniques de linéarisation des amplificateurs ont révélé qu'il y a une compétition entre la linéarisation par la méthode de **prédistorsion IF/RF** et la linéarisation par la méthode **post-compensation** [1]. Dans la suite de ce mémoire, cette dernière est parfois nommée par l'abrégié **PC**. Ces deux méthodes fonctionnent sur de bandes de fréquence larges, contrairement à d'autres méthodes qui sont efficaces en bandes étroites. D'autres techniques de linéarisation ont été conçues pour éliminer les distorsions générées par des émetteurs qui se composent principalement d'un modulateur, d'un convertisseur ascendant et d'un amplificateur de puissance. Ces techniques seront détaillées dans le chapitre suivant.

1.2 Conséquences directes de la linéarisation

Les éléments suivants constituent la liste des objectifs à atteindre suite à l'utilisation une méthode de linéarisation :

- Utiliser un seul amplificateur pour transmettre en mode multi-porteuse.
- Réduire la source de bruit dû aux produits d'intermodulation, afin d'améliorer le rapport C/N, dans une liaison donnée.
- Utiliser certains types de modulation efficaces du point de vue spectrale, telle que la modulation linéaire QAM.
- Utiliser des classes d'amplification autres que la classe A, afin d'augmenter le rendement et diminuer la dissipation thermique, ce qui évite d'utiliser de gros radiateurs.

1.3 Objectif

L'objectif de ce projet est de faire la lumière sur la technique post-compensation qui présente des avantages par rapport à d'autres méthodes pour la linéarisation des amplificateurs. La topologie conventionnelle d'un amplificateur à post-compensation offre une amélioration du niveau de linéarité d'environ 25dB et un rendement très faible [2]. Une étude théorique suivie de simulations et de tests vont nous aider à mettre en évidence les points faibles de cette topologie. Par la suite, une nouvelle topologie sera proposée pour résoudre ces problèmes et améliorer les performances en termes de linéarité et de rendement.

1.4 Historique de la linéarisation à post-compensation

H.S.Black [1] fut le premier à réaliser un amplificateur linéaire en utilisant la méthode post-compensation, avant la deuxième guerre mondiale. À cette époque l'intérêt était concentré sur les boucles à contre réaction car elles étaient simples à réaliser. Cependant, la méthode post-compensation fut ignorée jusqu'à la fin des années soixante.

En 1968 *Seidel* [1], qui travaillait chez *Bell Laboratoires*, a été impliqué dans la réalisation d'un amplificateur ultra linéaire et stable dans la bande VHF. La bande

passante d'un tel amplificateur était égale à 40% de la fréquence centrale. Un tel objectif ne pouvait être atteint que par la méthode PC. Plus tard, *Bell Laboratoires* a encore réalisé un autre amplificateur linéaire, un répéteur pour une transmission par câble coaxial, dans la bande de fréquence 0.5-20 GHz. Ce travail a révélé que la méthode post compensation assure une bonne correction en large bande, ce qui a suscité un intérêt pour cette méthode au début des années 70. Cette méthode a été appliquée dans les systèmes de communications HF, les amplificateurs pour la télévision câblée, les amplificateurs à bord des satellites et enfin, dans les stations de base pour les communications mobiles. Mis à part la linéarisation à post-compensation, d'autres méthodes [3] ont vu le jour pour améliorer la linéarité des amplificateurs ou de toute la chaîne d'émission.

1.5 Organisation du mémoire

Le mémoire traite le sujet des techniques d'amélioration de la performance des amplificateurs à post-compensation. Le reste ce mémoire est organisé de la façon suivante :

- Au chapitre 2, on présente une analyse de l'origine du bruit des distorsions, généré par les amplificateurs. Celle-ci est suivie de la description de quelques techniques de linéarisation.
- Le chapitre 3 est consacré à l'étude de la topologie conventionnelle d'un amplificateur à post-compensation. On y trouve une explication du principe de fonctionnement d'un amplificateur PC conventionnel et de ses performances. À l'aide des programmes de simulation (Matlab) on évalue la sensibilité du système aux erreurs de gain et de phase.

- Le chapitre 4 contient les résultats des simulations de la topologie conventionnelle de l'amplificateur PC, obtenus à l'aide du logiciel de simulation HPADS. Ces résultats ont pour objectif de valider l'analyse théorique faite dans le chapitre précédent et d'établir une référence de performance. Des résultats de mesure sont aussi présentés pour un amplificateur à topologie conventionnelle réalisé au laboratoire.
- Au chapitre 5, on présente une nouvelle version de la méthode post-compensation, qu'on appelle amplificateur à post-compensation à boucles auxiliaires. Dans ce chapitre, on explique le fonctionnement de la topologie proposée et on décrit ses avantages par rapport à la topologie conventionnelle. On y présente également les résultats de simulation (HPADS) de cette nouvelle technique ainsi que les résultats de mesure obtenus avec un prototype réalisé au laboratoire.
- Au chapitre 6, on présente la conclusion et les recommandations de notre étude en se basant sur l'analyse et les résultats de simulations et de tests des chapitres 4 et 5.

CHAPITRE 2

LA LINÉARISATION

2.1 Introduction

En présence d'un signal multi-porteuses ou à enveloppe variable, la courbe de réponse non-linéaire, d'un amplificateur ou d'un émetteur, a pour effet de générer des signaux nuisibles sous forme de produits d'intermodulation ou un étalement de spectre sur des canaux adjacents qui sont qualifiés sous le nom de : **Bruit de distorsions**. Du point de vue système, ces derniers vont faire augmenter la quantité de bruit totale et ainsi contribuer à la diminution du rapport C/N. Cette dégradation va directement affecter la qualité de la liaison (S/N) ou bien faire augmenter le taux d'erreur, dans une transmission numérique.

2.2 Génération du bruit de distorsion

Les amplificateurs sont des dispositifs qui transforment l'énergie continue en une énergie RF. Ils sont caractérisés par une courbe de réponse entrée/sortie qui est illustrée par la figure 1, où P_{in} et P_{out} désignent la puissance du signal d'entrée et la puissance du signal de sortie, respectivement. Cette courbe reflète la conversion du type **AM/AM**.

Comme on le constate sur cette même figure, la courbe de réponse se compose de deux régions distinctes; une zone linéaire et une zone non-linéaire. Dans la zone linéaire, le

gain, l'isolation et les taux de réflexion d'entrée et de sortie sont généralement constants et peuvent être exprimés à l'aide des paramètres S (ANNEXE 1, (1.1)).

Quand l'amplificateur opère dans sa zone non-linéaire, les valeurs des paramètres S dépendent de la puissance d'entrée. Les paramètres IP3, P1dB et ACPR (voir abréviations) permettent de définir le degré de linéarité d'un amplificateur. On peut aussi exprimer cette courbe de réponse par un polynôme ayant l'expression suivante (ANNEXE 1, (1.2)) :

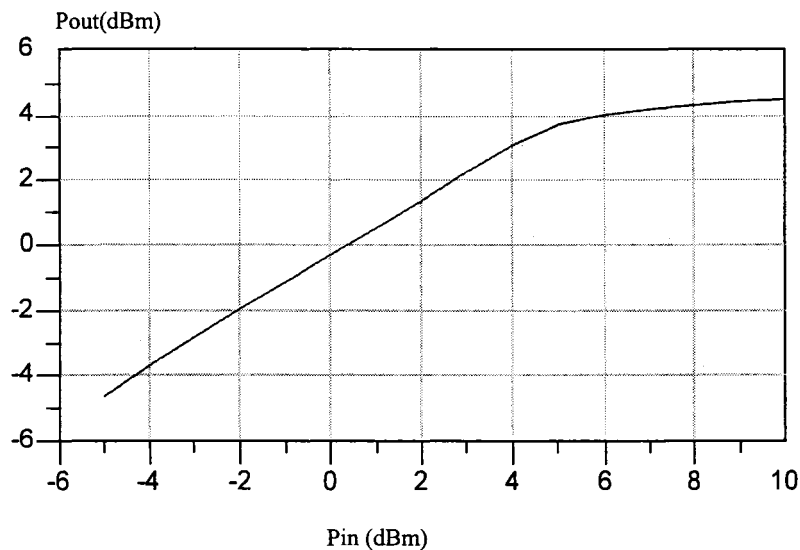


Figure 1 Courbe de réponse entrée/sortie d'un amplificateur (AM/AM).

$$y(t) = \alpha_1.x(t) + \alpha_2.x^2(t) + \alpha_3.x^3(t) + \alpha_4.x^4(t) + \alpha_5.x^5(t) + \dots \quad (2.1)$$

Généralement on ne tient compte que des trois premiers coefficients, parce que les autres sont négligeables :

$$y(t) = \alpha_1.x(t) + \alpha_2.x^2(t) + \alpha_3.x^3(t) \quad (2.2)$$

- Où $y(t)$: Le signal instantané à la sortie de l'amplificateur
 $x(t)$: Le signal instantané à l'entrée de l'amplificateur.
 α_i : Les coefficients du polynôme représentant la courbe de réponse de l'amplificateur.

Si le signal d'entrée, $x(t)$, se compose d'une seule porteuse pure, on a :

$$x(t) = A \cos(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \quad (2.3)$$

donc le signal de sortie sera de la forme suivante (ANNEXE 1, (1.4)) :

$$y(t) = \alpha_2 \frac{A^2}{2} + \left[\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right] \cos(\omega_c t) + \alpha_2 \frac{A^2}{2} \cos(2\omega_c t) + \alpha_3 \frac{A^3}{4} \cos(3\omega_c t) \quad (2.4)$$

Comme l'expression 2.4 l'indique, le signal de sortie se compose du signal fondamental amplifié, de ses harmoniques et d'une composante continue. Voir aussi la figure 2.

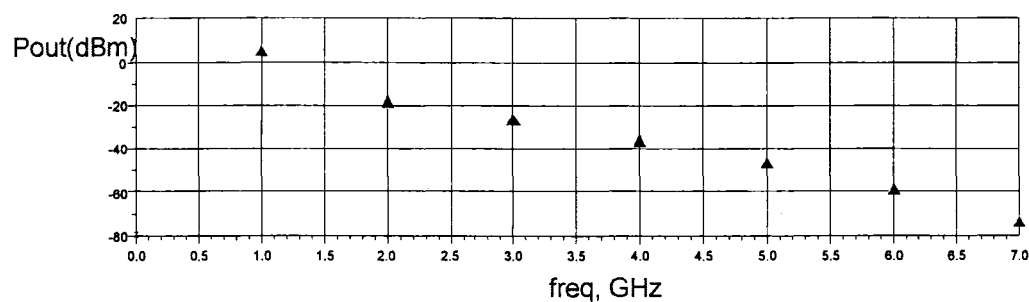


Figure 2 Génération d'harmoniques.

Si on considère maintenant que le signal d'entrée se compose de deux porteuses pures :

$$x_1(t) = A \cos(\omega_1 t) \quad \text{et} \quad x_2(t) = A \cos(\omega_2 t)$$

$$\text{avec } \omega_1 = 2\pi f_1, \quad \omega_2 = 2\pi f_2$$

alors

$$y(t) = \alpha_1 \cdot (x_1(t) + x_2(t)) + \alpha_2 \cdot (x_1(t) + x_2(t))^2 + \alpha_3 \cdot (x_1(t) + x_2(t))^3 \quad (2.5)$$

$$y(t) = \left[\alpha_1 A + \frac{9\alpha_3 A^3}{4} \right] (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + \dots \quad (2.6)$$

$$\dots + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} (\cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t)) + \dots$$

Comme le montre l'expression 2.6 (voir ANNEXE 1, (1.7)), il existe des produits d'ordre pair et d'autres d'ordre impair. Généralement les produits d'ordre pair ne causent pas de problèmes puisqu'ils se situent loin du signal utile et peuvent être éliminés par un simple filtrage. Par contre, les produits d'ordre impair, principalement ceux du 3^{ème} ordre, ne peuvent être éliminés par filtrage car ils se situent sur les côtés adjacents du spectre original comme on peut le constater sur la figure 3.

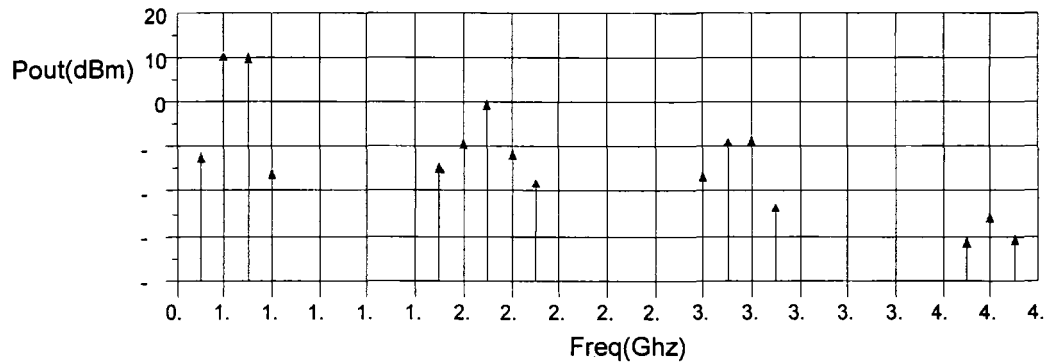


Figure 3 Génération de produits d'intermodulation.

La conversion du type AM/PM est caractérisée par la variation de la phase du signal de sortie en fonction du niveau du signal d'entrée, comme le montre la figure 4. Ce

phénomène est considéré comme un obstacle à l'utilisation de certains types de modulation; telle que la modulation QAM.

Si le signal d'entrée est un signal CDMA (voir figure 5), alors il y aura un étalement de spectre sur les bandes adjacentes comme le montre la figure 6. Ceci est dû à la contribution des deux types de distorsions. Ce phénomène va faire augmenter le niveau de bruit dans ces bandes, et ainsi faire augmenter le taux d'erreur. Dans ce cas précis, on utilise le rapport du signal amplifié sur celui qui est généré dans le canal adjacent (ACPR) pour évaluer la linéarité de l'amplificateur.

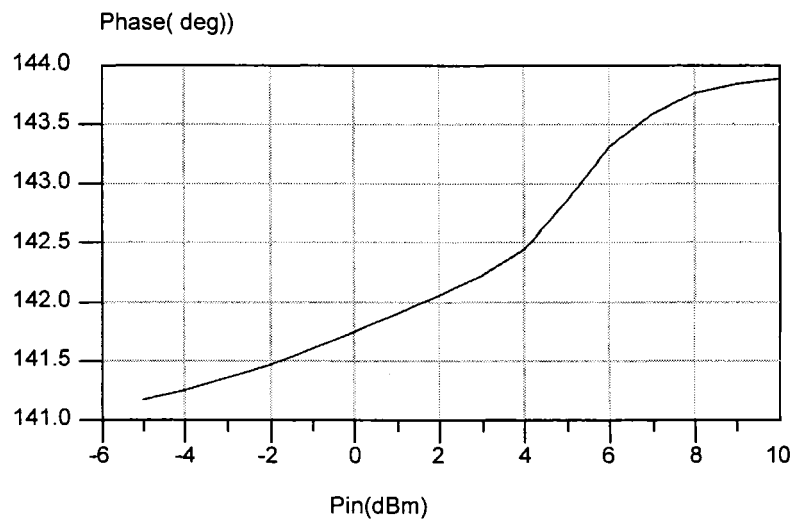


Figure 4 Courbe de réponse en phase d'un amplificateur(AM/PM).

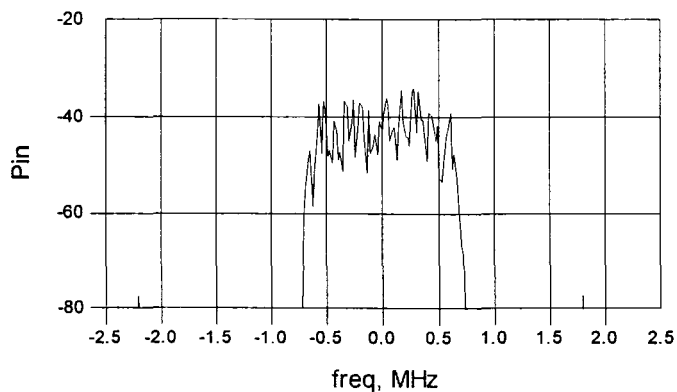


Figure 5 Signal CDMA avant amplification.

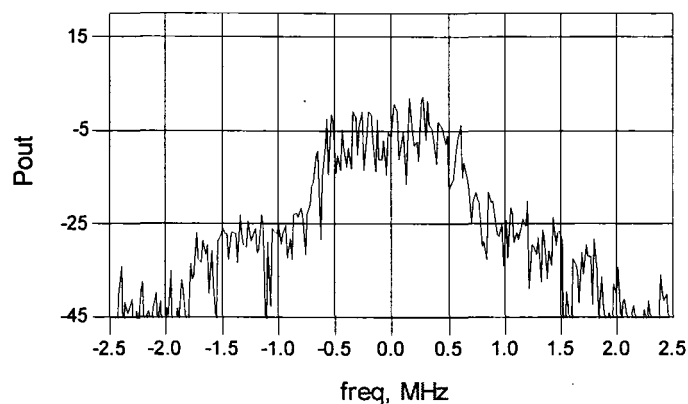


Figure 6 Étalement de spectre d'un signal CDMA, après amplification.

D'une façon générale, si on considère que le signal se compose de N porteuses (de fréquences : f_1, f_2, \dots, f_n) espacées de Δf , les produits du troisième ordre se situent sur les fréquences : $2f_i + f_{i+1}, 2f_{i+1} + f_i, 2f_i - f_{i+1}, 2f_{i+1} - f_i$ (ou $i=1,2,\dots,n$). Les deux premiers produits se situent loin du signal original et peuvent être éliminés par simple filtrage. Par contre, les produits, $2f_i - f_{i+1}, 2f_{i+1} - f_i$ (qui correspondent à $f_i - \Delta f$ et $f_{i+1} + \Delta f$) se situent soit dans la bande passante utile soit à coté de cette dernière, de telle façon qu'il sera

impossible de les éliminer par filtrage. Le même raisonnement peut être fait pour les autres ordres impairs.

2.3 Les méthodes de linéarisation

Les techniques de linéarisation peuvent être classifiées dans une des catégories suivantes :

- boucles rétroactives
- synthèse RF
- prédistorsions
- post-compensation

Dans la catégorie des boucles rétroactives on trouve la contre réaction RF, la contre réaction de l'enveloppe, la boucle cartésienne et la boucle polaire. LINC, CALLUM et EER (technique de Khane) sont des techniques appartenant à la deuxième catégorie. La troisième catégorie englobe plusieurs techniques de prédistorsions : prédistorsion RF, prédistorsion IF et la prédistorsion en bande de base. L'amplificateur PC conventionnel, l'amplificateur PC adaptative et l'amplificateur PC à double boucle appartiennent à la dernière catégorie. Dans ce qui suit, on présente un survol de ces techniques de linéarisation.

2.3.1 Contre réaction de l'enveloppe (Envelope Feed-back) [3-4]

Un échantillon du signal d'entrée et un de la sortie sont détectés, produisant ainsi deux signaux (enveloppes) qui passent par un comparateur, dont la sortie pilote un atténuateur à commande par tension (voir figure 7). Étant une méthode simple, celle-ci ne corrige que les distorsions AM/AM. Les distorsions dues aux erreurs de phase ne sont pas corrigées.

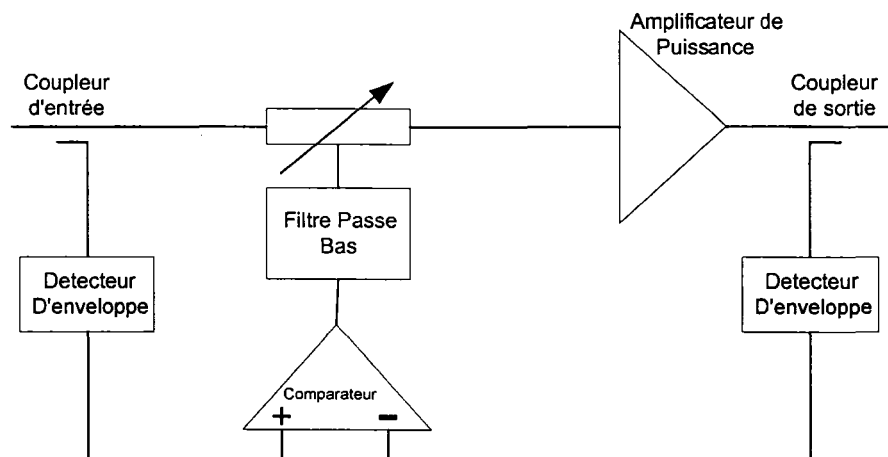


Figure 7 Linéarisation par la méthode de contre réaction de l'enveloppe.

Cette méthode de linéarisation fut utilisée sur les émetteurs à modulation AM, ainsi que sur les amplificateurs de puissance dans la bande de fréquence VHF. Elle donne une amélioration de la linéarité d'environ de 10dB. Une version améliorée de cette technique [5] a été développée pour corriger les distorsions AM/PM en ajoutant une deuxième boucle de contre réaction pour la phase.

2.3.2 Boucle polaire

Comme la méthode contre-réaction de l'enveloppe à une boucle ne permet pas de corriger les distorsions AM/PM, la linéarisation par la méthode polaire [3] a été proposée pour pallier ce problème. Elle utilise un signal de retour qui contient les informations sur le module et la phase du signal RF. Les performances de cette technique ne sont pas satisfaisantes que celles de la méthode cartésienne, car la bande passante nécessaire pour la phase est différente de celle de l'enveloppe. En outre, cette architecture utilise une PLL qui peut avoir des problèmes de verrouillages pour les faibles signaux. Pour ces deux raisons la boucle polaire n'était pas si populaire [6].

2.3.3 Boucle cartésienne

La méthode de la boucle cartésienne est utilisée pour linéariser toute la chaîne d'un émetteur. Le circuit se compose principalement d'un modulateur IQ, d'un démodulateur IQ et de l'amplificateur de sortie (voir figure 8). Comme son nom l'indique, cette méthode utilise les signaux I et Q dans sa boucle de contre réaction afin d'effectuer les corrections nécessaires pour diminuer des distorsions AM/AM et des distorsions AM/PM causées par la non-linéarité des composantes de la chaîne d'émission [6]. Les performances obtenues par cette méthode ont peu d'effet sur la consommation et sur le rendement de tout le système, ce qui justifie l'utilisation d'une classe d'amplification à haut rendement, telle que la classe C. Comme tout système à contre réaction, les performances de la boucle cartésienne sont limitées par le délai du circuit de retour. Pour cela cette méthode donne de bonnes performances en bandes étroites.

Des amplificateurs basés sur cette méthode de linéarisation ont été conçus pour travailler sur la bande de fréquence 0.15GHz-1.8GHz pour le système TETRA (*Terrestrial Trunked Radio Access*). Une amélioration de la linéarisation de 25 à 45dB peut être réalisée grâce à cette méthode. L'utilisation de cette méthode dans le système mobile DAMP, sur un émetteur dont l'ampli de puissance opère en classe C, améliore le ACPR de 35dB avec un rendement total de 60%[3].

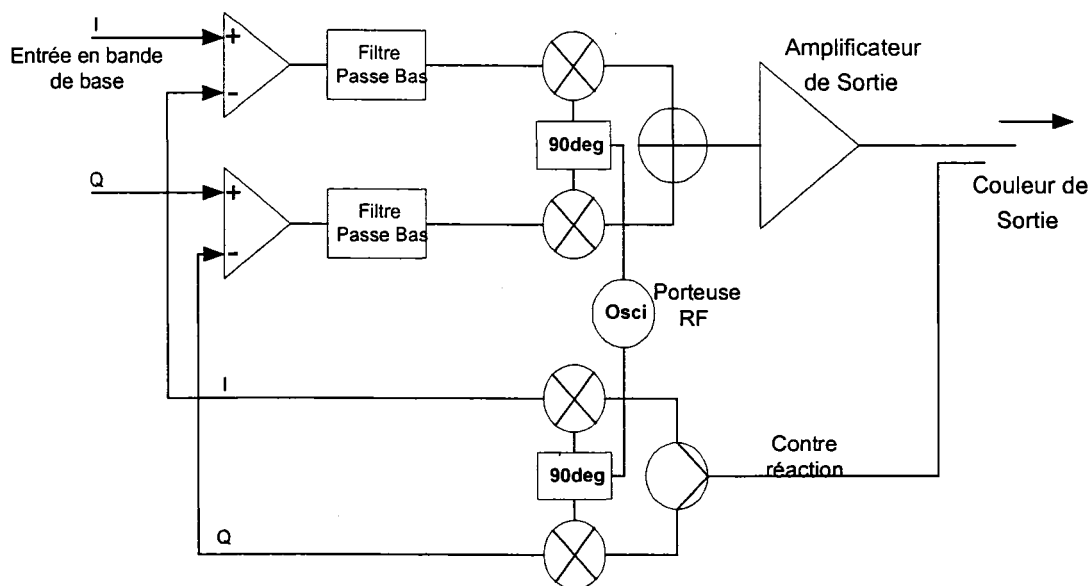


Figure 8 Linéarisation par la méthode de la boucle cartésienne

2.3.4 LINC (*linear amplification using non linear components*)

Avant la deuxième guerre mondiale, Chireix a inventé une technique de linéarisation qui était destinée aux émetteurs AM [3]. Celle-ci était connue sous le nom de *outphasing*. Durant les années soixante dix on a commencé à appliquer cette méthode dans le domaine RF sous le nom de LINC, amplification linéaire utilisant des éléments non-linéaires. Comme le montre la figure 9 [3-6], cette méthode repose sur un système constitué de deux chemins, chacun d'eux se compose d'un VCO et d'un amplificateur de puissance. À partir du signal d'entrée, le DSP génère deux signaux qui sont destinés à moduler en phase les porteuses issues des deux VCO. Les signaux de sortie des deux amplificateurs de puissance se combinent à la sortie (voir figure 9). Cette combinaison s'effectue en phase pour le signal utile et en opposition en phase pour les distorsions.

L'utilisation des amplificateurs opérant en classes à haut rendement, peut conduire à réaliser des systèmes linéaires avec un rendement théorique de 100%. Cependant, cette

topologie utilise un additionneur hybride comme additionneur de signaux, la puissance du signal à supprimer se dissipe dans une charge de 50Ω connecté à son port isolé. Pour cette raison le rendement est d'environ 50%. D'autre part, les deux signaux à combiner doivent être équilibrés en amplitude et en phase avec une grande précision, avant de les additionner. Cette méthode nécessiterait une boucle d'asservissement, ce qui n'est pas le cas de la méthode LINC car il s'agit d'une architecture à boucle ouverte. Cet inconvénient a été remédié par la méthode **CALLUM** [6]. Cette dernière a été expérimentée par Wireless Systèmes International, Inc (de Bristol, UK) dans les stations de base pour les applications TETRA. Ces deux méthodes sont efficaces en bande étroite [4].

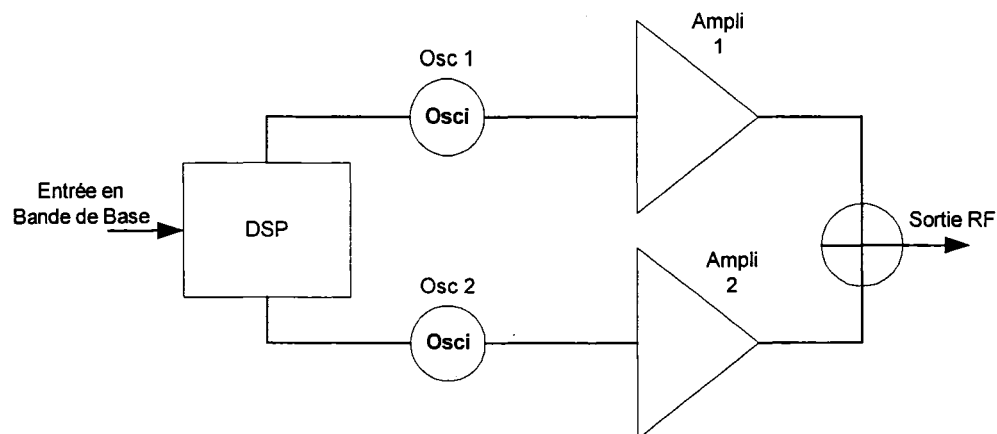


Figure 9 Linéarisation par la méthode de LINC.

2.3.5 Élimination et régénération de l'enveloppe (Envelope Elimination and Restoration : EE&R)

Connue aussi sous le nom de technique de Khan [3], la méthode EER est une technique destinée à linéariser les amplificateurs de puissance ainsi que les émetteurs. La figure 10 illustre le principe de fonctionnement de cette méthode sur les amplificateurs de

puissance. Elle a pour principe d'éliminer toute variation de l'enveloppe du signal d'entrée afin que l'amplificateur RF puisse amplifier un signal à enveloppe constante. Le signal de sortie sera ensuite modulé en amplitude avec l'enveloppe du signal d'entrée, créant ainsi une copie amplifiée du signal d'origine.

Cette approche peut offrir des rendements dépassant 80% si on choisit une des classes d'opération à haut rendement, telle que la classe C, D, E ou F, pour l'amplificateur RF et un modulateur de classe S. Cette technique donne de bons résultats en bande étroite et présente peu d'intérêt pour les signaux à faible variation d'enveloppe [6].

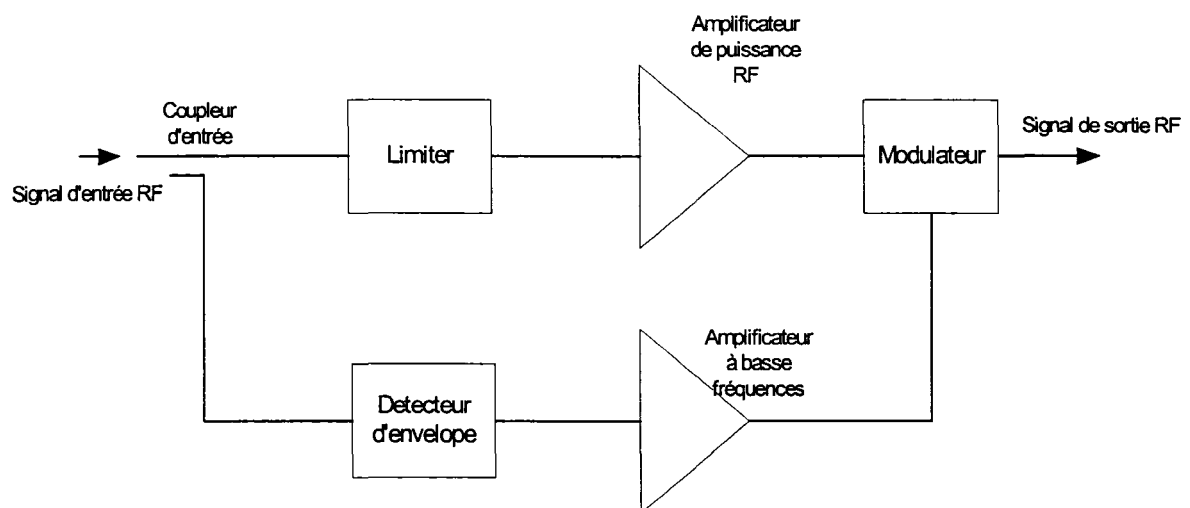


Figure 10 Élimination et Régénération de l'enveloppe.

2.3.6 Prédistorsion

La prédistorsion [1] est une méthode de linéarisation qui a pour principe d'appliquer au signal d'entrée une fonction de transfert inverse à celle de l'amplificateur de puissance (voir figure 11). La prédistorsion peut être accomplie au niveau de bande de base, au niveau IF ou bien au niveau RF. Pour la prédistorsion en bande de base, la linéarisation est limitée en bande passante. Par contre, la prédistorsion IF/RF travaille sur une bande

de fréquence plus large et est considérée comme un concurrent potentiel à la méthode post-compensation.

2.3.6.1 Prédistorsion RF

Dans le domaine RF, la prédistorsion cubique est la plus simple des techniques de linéarisation. Elle a pour principe d'atténuer les produits d'intermodulation du troisième ordre. Cependant, de meilleures performances peuvent être obtenues en adoptant une version plus complexe, du type APL (Adaptive Parametric Linéarisation) [3] qui atténue certains produits d'intermodulation d'ordres supérieurs.

Dans l'ensemble, la technique de prédistorsion RF est caractérisée par les remarques suivantes :

- Le circuit de prédistorsion RF ne produit pas une image parfaitement inverse de la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance à linéariser. Elle ne reflète que les produits d'ordre impair, principalement du 3^{ème} ordre pour la prédistorsion cubique, et ne tient pas compte des produits d'ordre pair.
- La prédistorsion ne tient pas compte de la variation des coefficients du polynôme représentant la courbe de réponse en fonction du niveau du signal d'entrée ou bien de la température. La prédistorsion adaptative remédie à ce problème.
- Puisque la méthode de prédistorsion repose sur une architecture à boucle ouverte, alors elle n'a pas de problème de stabilité.
- Les systèmes à prédistorsion sont optimisés pour un certain niveau de puissance d'entrée.

- La prédistorsion IF ou bien RF assure une amélioration de la linéarité d'environ 10dB.

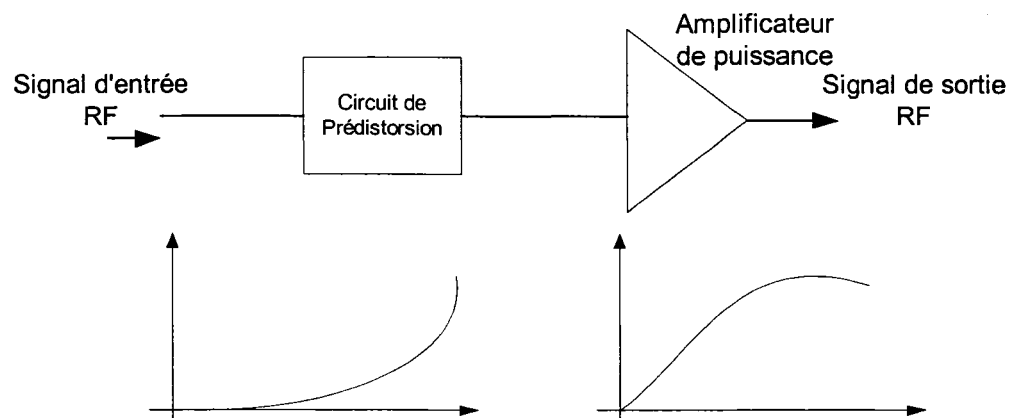


Figure 11 Linéarisation par la méthode de Prédistorsion RF.

2.3.6.2 Prédistorsion numérique

Avant l'apparition du processeur numérique DSP, la prédistorsion en bande de base n'offrait pas beaucoup d'avantages. Grâce à la capacité de traitement du DSP, plusieurs méthodes de prédistorsion numérique en bande de base ou bien en IF ont été élaborées, telles que la prédistorsion à masque (*Mapping Predistorter*) et la prédistorsion à gain constant (*Constant-gain Predistorter*) [3]. La prédistorsion à masque est plus performante que l'autre technique, cependant elle est lente à converger. La prédistorsion numérique peut être utilisée en bande étroite ou bien en large bande.

2.3.7 Linéarisation par la méthode post-compensation (feedforward)

Afin d'éliminer le bruit de distorsion AM/AM et AM/PM, généré par la non-linéarité de la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance (voir figures 1 et 4), *H.S. Black* a proposé une méthode à deux étapes. Par une opération de soustraction, la première phase

permet d'isoler une copie des distorsions, qui sont des produits d'intermodulation. Dans la deuxième étape, une autre opération de soustraction est effectuée entre le signal de sortie de l'amplificateur principal et le signal de distorsion issu de l'étape précédente. Dépourvu du bruit de distorsions, le signal de sortie de l'amplificateur PC sera ainsi une copie amplifiée du signal d'entrée.

Cette architecture se compose de deux étages, qui sont en fait deux boucles (voir figure 12). La première étape est réalisée à l'aide du premier étage qu'on nomme **boucle de suppression de la porteuse**. La deuxième étape est effectuée par le deuxième étage qu'on nomme **boucle de suppression du bruit de distorsions**. Afin d'obtenir de bonnes performances en terme de linéarité, chaque boucle est pourvue d'un circuit de contrôle d'amplitude et de phase afin de corriger toute dérive de gain ou de phase.

Pour que le système fonctionne correctement, il faut que les conditions suivantes soient remplies :

- Équilibre en amplitude, en phase et en délai des signaux, avant chaque opération de soustraction.
- Une courbe de réponse en fréquence constante, pour chacun des deux amplificateurs.
- Délai constant dans toute la bande de fréquence.
- Amplification linéaire du signal d'erreur.

La topologie conventionnelle de cette méthode atténue les produits d'intermodulation d'au moins 25dB. La présence de l'amplificateur d'erreur entraîne une diminution du rendement total en dessous de 10%. De meilleurs résultats sont obtenus à l'aide des

topologies adaptatives. De plus amples détails sur les amplificateurs à post-compensation seront présentés aux chapitres III et V.

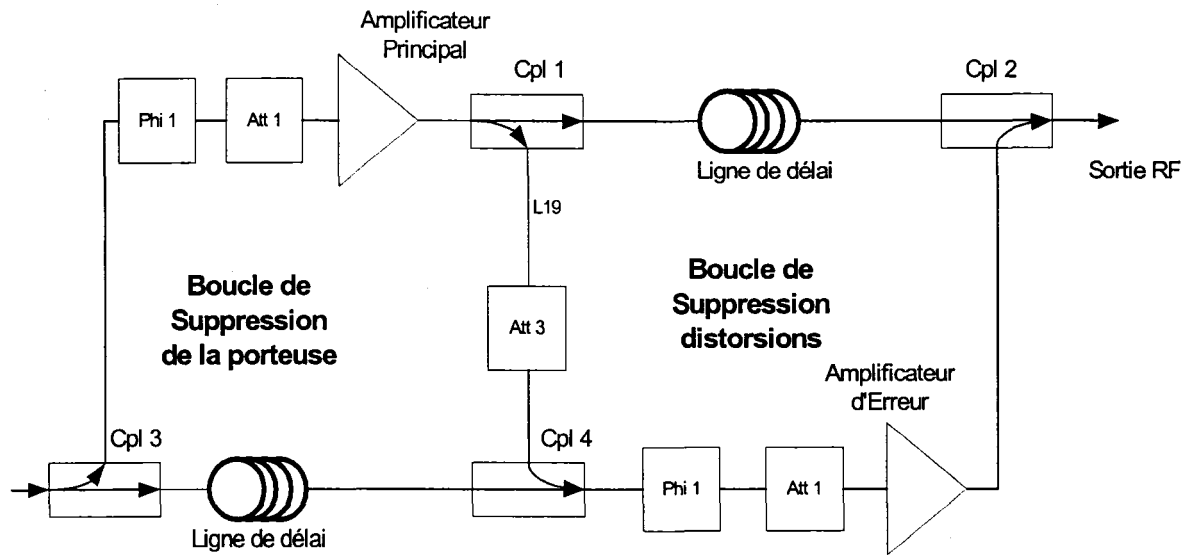


Figure 12 Amplificateur à post-compensation
(Feedforward Amplifier)

2.4 Résumé

Dans ce chapitre, on a fait le tour de la plupart des techniques de linéarisation. Mis à part la méthode contre-réaction de l'enveloppe (Enveloppe FeedBack), toutes les autres méthodes corrigent les distorsions du type AM/AM et du type AM/PM. La boucle cartésienne, EE&R et CALLUM sont des méthodes performantes pour les bandes de fréquences étroites et peuvent donc être implémentées dans le téléphone mobile. Ces méthodes donnent un haut rendement si on les utilise pour linéariser des amplificateurs opérant en classes à haut rendement.

La prédistorsion cubique est la plus simple des méthodes de prédistorsion RF. Elle est connue pour être utilisée sur les amplificateurs à base de TOP (tube à ondes progressifs), parce que ces derniers génèrent principalement des produits d'intermodulation du troisième ordre. Les versions adaptatives offrent de meilleurs résultats aux dépens de leur complexité. D'une manière générale, toutes ces méthodes de prédistorsion donnent de modestes performances dans des bandes de fréquences larges et procurent un rendement similaire à celui de l'amplificateur de puissance à linéariser.

Les amplificateurs à post-compensation offrent de bonnes performances de linéarité sur une bande de fréquence large, si on respecte l'équilibre des délais dans les deux branches d'une même boucle. Le rendement dépend d'un certain nombre de facteurs qui seront discutés au chapitre suivant.

CHAPITRE 3

LES AMPLIFICATEURS À POST-COMPENSATION CONVENTIONNELS

3.1 Introduction

Au chapitre 2, on a essayé d'expliquer brièvement comment une courbe de réponse non-linéaire, d'un amplificateur ou d'un transmetteur, peut transformer le spectre de fréquence d'un signal et quelles conséquences cela peut avoir sur la qualité de la liaison. Pour pallier ce problème, on peut tout simplement faire opérer l'amplificateur dans sa zone linéaire afin de minimiser la génération des produits d'intermodulation. Cette solution n'est guère satisfaisante, puisqu'elle fait décroître le rendement total. C'est pour cette raison que les différentes techniques de linéarisation sont utilisées. Parmi ces techniques on trouve la méthode de linéarisation post-compensation (PC). Elle opère sur une bande de fréquence large et permet d'éliminer les produits d'intermodulation par une simple soustraction. Ainsi elle fournit à la sortie de l'amplificateur PC juste le spectre du signal original amplifié, dépourvu de ce bruit de distorsion.

3.2 Principe de fonctionnement d'un amplificateur à post-compensation (PC)

Comme le montre la figure 13, la linéarisation s'effectue en deux étapes. Dans la première étape, on prend un échantillon du signal à la sortie de l'amplificateur principal et on isole les produits d'intermodulation, en éliminant le signal utile. Le signal résultant est nommé signal d'erreur ou bruit de distorsion. Dans la deuxième étape on soustrait le

signal d'erreur du signal amplifié, pour n'avoir à la sortie de l'amplificateur PC que le signal amplifié dépourvu des produits d'intermodulation.

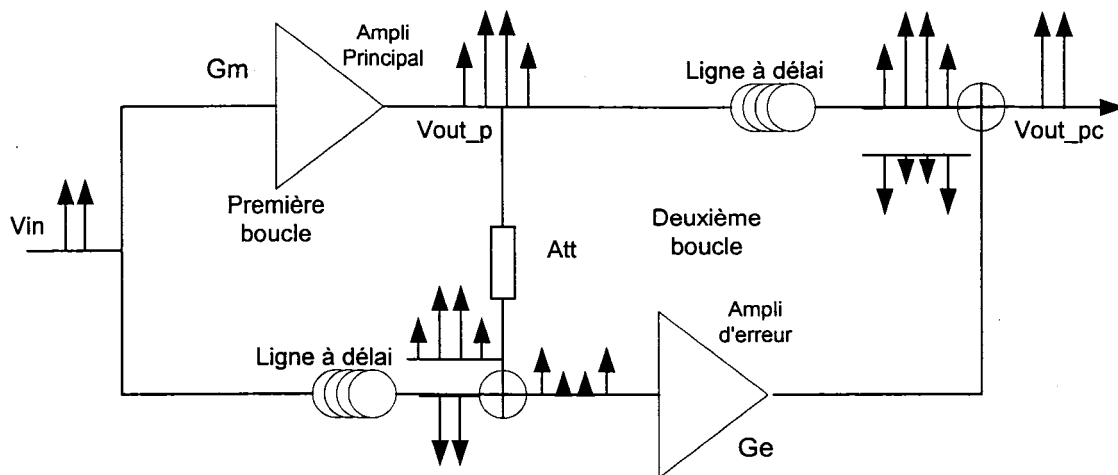


Figure 13 Concept général d'un amplificateur à Post-compensation

Comme il a été déjà mentionné au chapitre précédent, pour réaliser ces deux opérations l'architecture de l'amplificateur PC comprend deux boucles. Dans la première boucle (voir figure 13), le signal d'entrée est divisé en deux signaux qui vont prendre deux chemins différents. L'un des deux signaux est dirigé vers l'entrée de l'amplificateur de puissance et l'autre est dirigé vers le premier soustracteur à travers une ligne à retard, pour compenser le délai du chemin principal. Ce signal sera considéré comme le signal de référence. De l'autre côté, un échantillon du signal de sortie de l'amplificateur de puissance est fourni à l'autre entrée du premier soustracteur. Ainsi l'opération de soustraction est réalisée en combinant deux signaux de même amplitude, mais en opposition de phase.

Dans la deuxième boucle, on amplifie le signal d'erreur résultant de la première boucle, de telle façon qu'il soit de même amplitude et en opposition de phase avec les produits

d'intermodulation générés par l'amplificateur de puissance, avant l'opération de soustraction. Avant d'arriver à ce point, le signal amplifié par l'amplificateur principal est retardé par le même délai que subit le signal d'erreur. Cette condition est nécessaire afin que la suppression des distorsions se fasse sur une bande de fréquence large. Par ce simple mécanisme, les niveaux des distorsions vont s'atténuer, ce qui correspond à une amélioration de la linéarité. Les performances seront bonnes si les conditions de phase, d'amplitude et de délai sont respectées.

Pour avoir une bonne suppression des distorsions, il faut donc respecter un équilibre des puissances des signaux dans chacune des deux boucles. Et pour avoir cet équilibre, il faut que la somme algébrique des gains et des pertes dans une branche soit égale à celle de l'autre branche (d'une même boucle). En réalité, cet équilibre n'est pas parfait, ce qui explique la présence d'un résidu du signal fondamental dans le spectre du signal d'erreur.

Dans ce principe de fonctionnement on a fait les hypothèses suivantes :

1- L'amplificateur d'erreur ne génère pas de bruit de distorsions :

Toute génération de produits d'intermodulation ou un étalement de spectre au niveau de l'amplificateur d'erreur ne sera pas corrigé et ce bruit de distorsion sera ajouté au signal de sortie. Si ces produits existent, ils ne doivent pas dépasser les limites des spécifications de C/I , à la sortie de l'amplificateur PC.

2- L'amplificateur d'erreur est un amplificateur à large bande :

Le spectre du signal d'erreur s'étale sur une largeur de bande de fréquence qui est au moins trois fois plus large que celle du spectre du signal d'entrée. Donc, pour éliminer ces bruits il faut que la bande passante de l'amplificateur d'erreur soit assez large pour couvrir le signal d'erreur.

3- La réponse en fréquence ou la différence de gain des deux amplificateurs est constante

Dans le cas contraire, la suppression de la porteuse et celle des distorsions ne sera pas la même dans toute la bande de fréquence.

4- La phase des deux amplificateurs est linéaire en fonction de la fréquence

Ceci évite une suppression en bande étroite.

Il existe plusieurs configurations d'un amplificateur à post-compensation conventionnel. Chacune de ces versions a ses propres avantages et inconvénients.

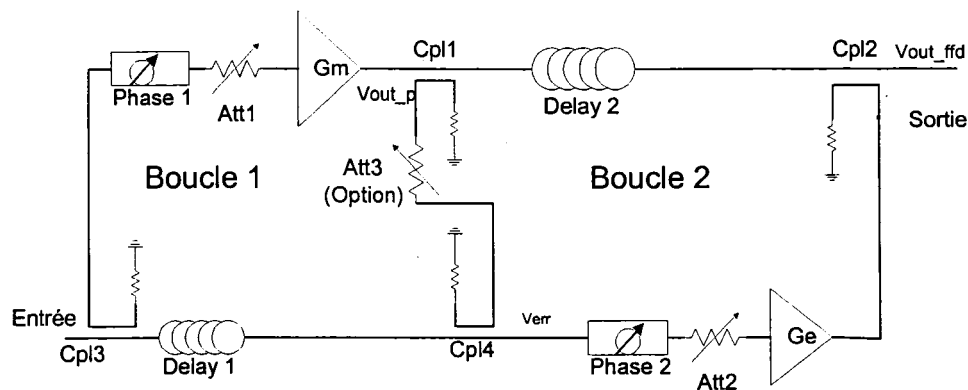


Figure 14 Amplificateur à post-compensation conventionnel topologie 1

La figure 14 représente la configuration la plus répandue qui l'avantage d'améliorer le taux de réflexion à l'entrée et d'avoir un facteur de bruit qui dépend des performances de bruit de l'amplificateur d'erreur (voir section 3.3.4). Par contre, la puissance de sortie sera affectée par les coupleurs Cpl1, Cpl2, la ligne à délai Delay2 et la variation de l'atténuateur Att1. Le gain total sera aussi affecté par les mêmes éléments plus le facteur de couplage du coupleur Cpl3. L'équilibre en amplitude et en phase est assuré par deux circuits de contrôle se composant d'un atténuateur et d'un déphaseur.

Dans la topologie illustrée par la figure 15, l'orientation du coupleur Cpl3 est inversée. Ceci offre une solution où le gain total, G_{ff} , est proche du gain de l'amplificateur principal, G_m . Dans ce cas, le gain de l'amplificateur d'erreur (G_e) doit être très grand pour compenser les facteurs de couplage de Cpl1 et de Cpl3. Ceci le rend très sensible aux oscillations. Le facteur de bruit sera dégradé par la valeur du facteur de couplage de Cpl3 et la puissance sera affectée par les mêmes éléments de la configuration précédente (Cpl1, Cpl2, Delay2 et Att1). Pour éliminer l'influence de Att1 sur la puissance de sortie, on peut placer le circuit de contrôle de la première boucle qui se compose de Phase1 et de Att1, dans la branche de référence. Cependant, si ces éléments génèrent des distorsions, ces derniers ne peuvent être éliminés.

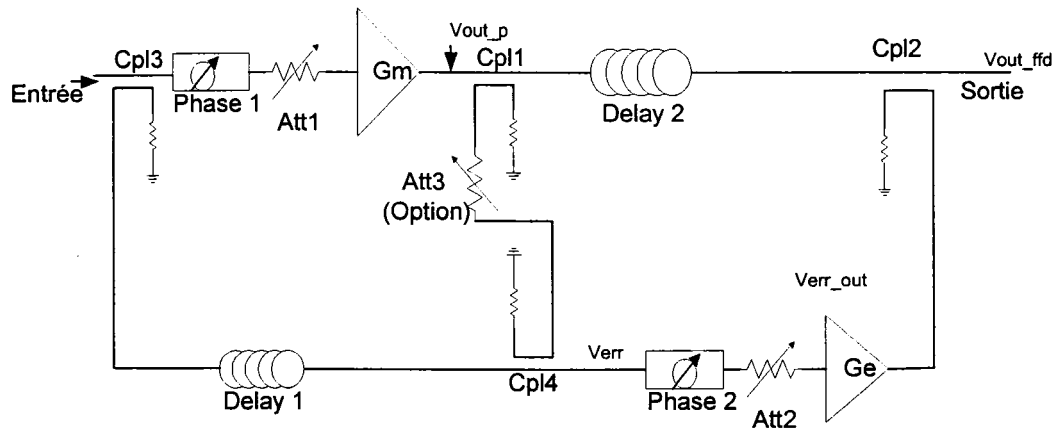


Figure 15 Amplificateur à post-compensation conventionnel topologie 2

Dans les deux topologies présentées, les éléments de contrôle, atténuateurs et déphaseurs, jouent un rôle important dans la performance de l'amplificateur PC. Ces éléments sont simples à réaliser mais ils ne sont pas dépourvus de problèmes. La plage maximale qu'un simple déphaseur typique peut couvrir est de l'ordre de 120° . Une inductance peut être ajoutée à cet élément [7-8] afin de dépasser cette limite. Cependant, cette solution ne permet pas au déphaseur de couvrir une plage de 360° et peut aussi causer une réponse de phase non linéaire en fonction de la fréquence. En outre, le

déphasage de l'atténuateur ainsi que les pertes d'insertion du déphaseur varient en fonction de la tension de commande. Ce phénomène rend l'alignement de l'amplificateur PC long à converger. Les déphaseurs peuvent aussi avoir des délais qui ne sont pas constants en fonction de la fréquence. En plus, l'atténuateur peut provoquer un déphasage et un délai de groupe en fonction de l'atténuation.

À cause de ces inconvénients, le modulateur IQ est qualifié pour remplacer la combinaison atténuateur/déphaseur dans le circuit de contrôle. La figure 16 représente une des topologies qui favorise l'utilisation du modulateur IQ pour contrôler l'erreur de phase et de gain [8]. Cependant, cette topologie ne permet pas d'éliminer les distorsions générées par l'amplificateur principal, à moins que le spectre du signal de sortie de ce dernier ressemble à celui du signal de sortie du préamplificateur.

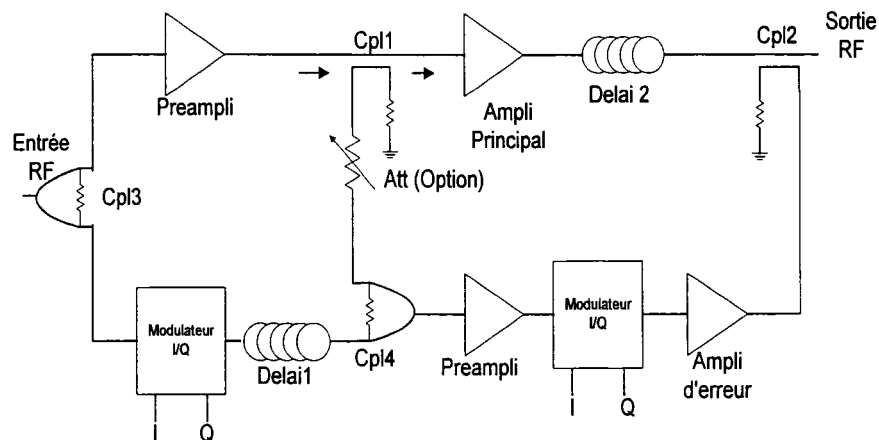


Figure 16 Amplificateur à post-compensation conventionnel, topologie 3

3.3 Étude Analytique de la topologie conventionnelle

Ce qui suit représente une étude de l'amplificateur PC conventionnel illustré par la figure 17. Il se compose essentiellement de l'amplificateur principal, de l'amplificateur d'erreur, de quatre coupleurs et de deux lignes de délai. Chacune des deux boucles est pourvue d'un circuit de contrôle se composant d'un atténuateur et d'un déphaseur. Ce circuit assure ainsi l'équilibre des signaux en amplitude et en phase et pour contrer toute dérive de l'erreur de gain ou bien celle de la phase.

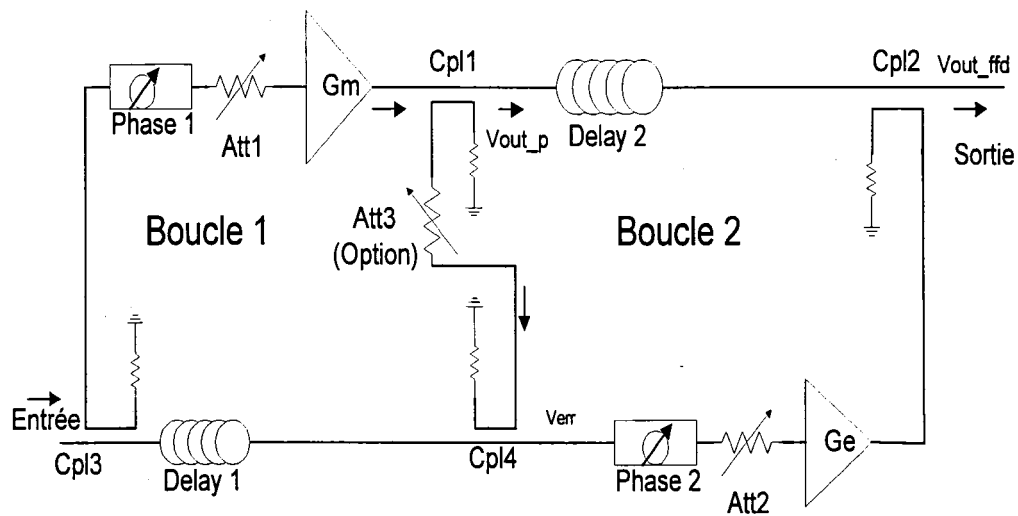


Figure 17 Étude de l'amplificateur PC conventionnel, topologie 1

Un câble coaxial faisant fonction de la ligne de délai a une longueur qui correspond au délai de groupe de la branche qui contient l'amplificateur (de puissance ou bien d'erreur). Pour que le délai soit constant, il faut que la fréquence de coupure de ce câble soit très supérieure à la plus haute fréquence à amplifier. Un circuit passe bas peut faire la même fonction.

3.3.1 Conditions d'équilibre des deux boucles [4]

La première boucle sert à isoler les distorsions en éliminant le signal fondamental à la sortie du coupleur Cpl4. Pour cela, les deux branches doivent avoir la même somme algébrique (en dB) des pertes et des gains. Cet équilibre est assuré par l'expression suivante :

$$A_3 + L_1 + A_4 = C_3 + G_p + C_1 + L_3 + C_4 \quad (3.1)$$

A_3 : pertes d'insertion du coupleur Cpl3

L_1 : pertes de la ligne à délai 1

A_4 : pertes d'insertion du coupleur Cpl4

C_1 : facteur de coulage de Cpl1

C_3 : facteur de coulage de Cpl3

C_4 : facteur de coulage de Cpl4

L_3 : pertes de l'atténuateur Att3

G_p : somme de gain et pertes de l'amplificateur principal, le déphaseur variable et l'atténuateur variable

La deuxième boucle permet d'éliminer les produits d'intermodulation à la sortie du coupleur Cpl2. Elle est réalisée par la soustraction du signal d'erreur amplifié du signal émanant de l'amplificateur principal. Pour cela, les deux branches doivent avoir la même somme algébrique (en dB) des pertes et des gains. Cet équilibre est assuré par l'expression suivante :

$$A_1 + L_2 + A_2 = C_1 + L_3 + C_4 + G_e + C_2 \quad (3.2)$$

A_1 : pertes d'insertion du coupleur Cpl1

A_2 : pertes d'insertion du coupleur Cpl2

L_2 : pertes de la ligne à délai 2

C_2 : facteur de coulage de Cpl2

Ge : somme de gain et pertes de l'amplificateur d'erreur, le déphaseur variable et l'atténuateur variable

L'atténuateur Att3 assure un équilibre en amplitude des porteuses aux deux ports d'entrée de Cpl4, comme le montre la figure 13. Ainsi, à partir de l'équation (3.1) on déduit l'atténuation de Att3 (L_3) par l'expression suivante :

$$L_3 = A_3 + L_1 + A_4 - C_3 - G_p - C_1 - C_4 \quad (3.3)$$

En tenant compte de l'équation (3.2), on déduit aussi le gain de l'ampli d'erreur :

$$G_e = A_1 + L_2 + A_2 - C_1 - L_3 - C_4 - C_2 \quad (3.4)$$

En remplaçant L_3 par son expression de l'équation (3.3) dans l'équation (3.4), G_e aura pour expression :

$$G_e = G_p + A_1 + L_2 + A_2 + C_3 - (A_3 + L_1 + A_4 + C_2) \quad (3.5)$$

De cette dernière équation, le gain total de l'amplificateur PC, G_{ff} , est déterminé lorsque les boucles sont équilibrées.

$$G_{ff} = G_e + C_2 + A_3 + L_1 + A_4 = G_p + C_3 + A_1 + L_2 + A_2 \quad (3.6)$$

La puissance de sortie de l'ampli PC sera affectée par les pertes d'insertion des coupleurs Cpl1 et Cpl2.

$$P_{out-ffd} = P_{out-p} + A_1 + A_2 + L_2 \quad (3.7)$$

G_{ff} : le gain global de l'amplificateur PC

$P_{out-ffd}$: la puissance à la sortie de l'amplificateur PC

P_{out-p} : la puissance à la sortie de l'amplificateur principal

3.3.2 Réflexion d'énergie :

Une des sources de perte d'énergie est la perte par retournement (*Return Loss*). Dans ce qui suit, on analyse le taux d'énergie réfléchi que cette topologie peut offrir et quels sont les éléments qui affectent directement sa valeur.

3.3.2.1 L'énergie réfléchi à l'entrée (Input Return Loss)

L'énergie réfléchi à l'entrée de l'amplificateur PC est due principalement à la réflexion aux ports d'entrée des deux amplificateurs et à la fuite du signal entre les deux ports d'entrée du coupleur Cpl4 (voir figure 18). Le taux de réflexion dû à la mauvaise adaptation à l'entrée de l'amplificateur d'erreur est négligeable, car le signal incident est annulé à la sortie du coupleur Cpl4.

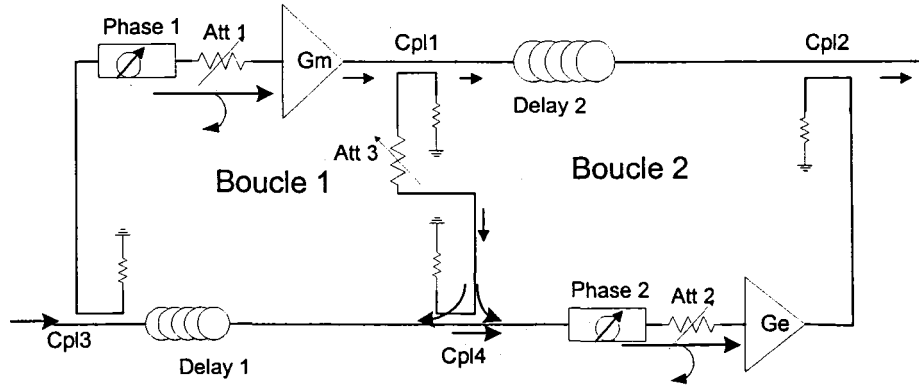


Figure 18 L'énergie réfléchi à l'entrée (Input Return Loss)

Le signal incident traverse le coupleur d'entrée Cpl3 dont une partie est réfléchi à l'entrée de l'amplificateur principal avec un taux $\Gamma_{p-input}$ avant de retourner vers l'entrée par le même coupleur. Le taux de réflexion aura donc pour expression :

$$RL_{FFD-Input-1}(dB) \cong 2 \cdot C_3 + \Gamma_{p-input} \quad (3.8a)$$

Une petite fraction du signal de sortie de l'amplificateur principal fait le tour de la première boucle au travers des deux ports d'entrée du coupleur Cpl4. Cette fuite dépend principalement de la directivité de ce dernier, D4. Le taux de réflexion à l'entrée aura donc pour expression :

$$RL_{FFD-Input-2} \text{ (dB)} \cong 2. A_3 + 2. L_1 + A_4 + D_4 \quad (3.8b)$$

Le taux de réflexion d'entrée global ($RL_{FFD-Input}$) sera ainsi déduit à partir des équations 3.8a et 3.8b par l'expression suivante:

$$RL_{FFD-Input} \cong 10 \log \left(10^{(RL_{FFD-Input-1})/10} + 10^{(RL_{FFD-Input-2})/10} \right) \quad (3.9)$$

Pour améliorer $RL_{FFD-Input}$, il faut que la directivité du coupleur Cpl4, D4, soit la plus élevée possible, ce qui permet aussi d'éviter les oscillations dans la bande passante. Par contre, si on augmente L_1 , pertes dans la ligne à retard, on fera augmenter le facteur de bruit par la même valeur.

3.3.2.2 L'énergie réfléchie à la sortie (Output Return Loss)

L'énergie réfléchie à la sortie de l'amplificateur PC est due, principalement, à la réflexion aux ports de sortie des deux amplificateurs et l'isolation entre le port de sortie et le port couplé de Cpl1, voir figure 19.

L'énergie entrant au travers du coupleur Cpl2, du circuit Delay2 et du coupleur Cpl1, est réfléchie à la sortie de l'amplificateur principal. Ce signal, au même titre que les produits d'intermodulation, sera annulé à la sortie du coupleur Cpl2. Une partie de cette énergie va s'infiltrer au port couplé de Cpl1 et continuera son chemin au travers de l'atténuateur L_3 , du coupleur Cpl4, de l'amplificateur d'erreur et enfin du coupleur Cpl2.

Cette fuite d'énergie ne peut être éliminée par le système et le taux de réflexion à la sortie aura pour expression :

$$RL_{\text{FFD-output-1}} \text{ (dB)} \cong A_2 + L_2 + I_1 + L_3 + C_4 + G_e + C_2 \quad (3.10)$$

$$I_1 = D_1 + C_1 \quad (3.11)$$

I_1 : est l'isolation du coupleur Cpl1

D_1 : est la directivité du coupleur Cpl1.

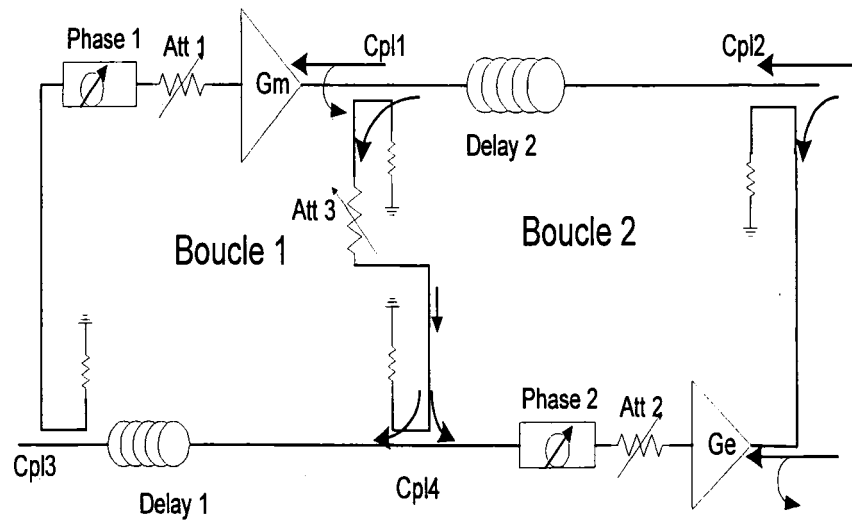


Figure 19 L'énergie réfléchi à la sortie (Output Return Loss)

Si la deuxième boucle est équilibrée, on peut remplacer G_e par son expression (équation 3.4) dans l'équation 3.10.

$$RL_{\text{FFD-output-1}} \text{ (dB)} = 2 \cdot A_2 + 2 \cdot L_2 + D_1 + A_1 \quad (3.12a)$$

D'un autre côté, tout signal qui se dirige vers la sortie de l'amplificateur d'erreur, à partir de la sortie de l'amplificateur PC, sera réfléchi avec un taux de :

$$RL_{\text{FFD-output-2}} = 2 \cdot C_2 + \Gamma_{\text{error-output}} \quad (3.12b)$$

Le taux de réflexion global ($RL_{\text{FFD-output}}$) sera ainsi déduit à partir des équations 3.12a et

3.12b par l'expression suivante:

$$RL_{FFD-output} \cong 10 \log \left(10^{(RL_{FFD-output-1})/10} + 10^{(RL_{FFD-output-2})/10} \right) \quad (3.13)$$

D'après les équations 3.12a 3.12b, on remarque que la réflexion à la sortie dépend principalement de la directivité du coupleur Cpl1, D1, et du facteur de couplage de Cpl2, C2. Cependant, $RL_{FFD-output-2}$ est généralement amélioré par la présence d'un isolateur à la sortie de l'amplificateur PC.

3.3.3 Intermodulation inverse

Un signal incident entrant en sens inverse de la sortie de l'amplificateur PC vers l'amplificateur principal peut créer des produits d'intermodulation supplémentaires. Ces produits d'intermodulation inverse, au même titre que ceux qui existent, sont éliminés par la deuxième boucle, si cette dernière est équilibrée.

3.3.4 Facteur de bruit

Le bruit thermique généré par l'amplificateur de puissance est éliminé en même temps que les produits d'intermodulation si la deuxième boucle est équilibrée. Par contre, le bruit thermique généré par l'amplificateur d'erreur ne peut être éliminé. La puissance du bruit à la sortie de l'amplificateur PC est :

$$Ne = Ni.Ge.Fe.C_2 \quad (3.14)$$

Où : Ne : Puissance, en watt, de bruit à la sortie de l'amplificateur PC.

Ni : Puissance, en watt, de bruit à l'entrée de l'amplificateur PC.

Fe : Facteur de bruit de l'amplificateur d'erreur

La quantité de bruit générée par l'amplificateur d'erreur est : $Ni.Ge.(Fe-1)$.

Le facteur de bruit de l'amplificateur PC est : $F_{ff} = (SNR_{out} / SNR_{in})$ (3.15)

$$F_{ff} (dB) = Fe - A_3 - A_4 - L_1 \quad (3.16)$$

Comme le montre cette dernière expression, le facteur de bruit F_{ff} dépend essentiellement des éléments de la branche de référence :

- les pertes d'insertion des coupleurs Cpl3 et Cpl4.
- les pertes dans le circuit de délai Delay1
- le facteur de bruit de l'amplificateur d'erreur.

Donc, on peut concevoir des amplificateurs à haute puissance avec un facteur de bruit qui dépend du choix de l'amplificateur d'erreur.

3.3.5 Puissance de sortie de l'amplificateur d'erreur

Comme on l'a déjà mentionné auparavant, l'amplificateur d'erreur doit opérer dans la partie linéaire de sa courbe de réponse, de sorte à générer le minimum de bruit de distorsions. Ce dernier ne peut être éliminé par la boucle de suppression des distorsions. Le paramètre le plus souvent utilisé pour caractériser en puissance un amplificateur est la puissance à sa sortie pour une compression de 1dB, P1dB. Deux paramètres clés ont un lien direct avec la valeur du P1dB de l'amplificateur d'erreur à choisir. Ces paramètres sont : la valeur maximale de l'enveloppe du signal d'erreur, P_{max} et le niveau de suppression des distorsions ciblé.

$$P1dB_{err} = P_{err-max} + Ge + Marge \quad (3.17)$$

Où

$$P_{err-max} = P_{err-moy} + \Delta P_{err} \quad (3.18)$$

$P_{1dB_{err}}$: Puissance de sortie quand le gain est compressé de 1dB

P_{err_max} : Puissance maximale de l'enveloppe du signal d'erreur

P_{err_moy} : Puissance moyenne de l'enveloppe du signal d'erreur

ΔP_{err} : Rapport de P_{err_max} sur P_{err_moy}

Marge : Recul de puissance de sortie.

Les produits d'intermodulation générés par l'amplificateur d'erreur présents dans le spectre du signal de sortie de l'amplificateur PC doivent respecter les spécifications. Ce qui implique que le niveau de suppression des distorsions indique la limite supérieure des produits d'intermodulation de l'amplificateur d'erreur. Si, par exemple, le niveau de suppression des distorsions désiré est de 25dB, alors les produits d'intermodulation générés par l'amplificateur d'erreur doivent être inférieurs à -25dBc.

3.3.6 Rendement global

Le rendement de l'amplificateur PC dépend essentiellement de la puissance RF délivrée à sa sortie et de la puissance consommée par les différentes composantes de cette topologie.

Le rendement total a pour expression (voir ANNEXE 3, (3.1)):

$$\eta = \frac{P_{out_ffd}}{P_{dc}} \quad (3.19)$$

où la puissance de sortie a pour expression :

$$P_{out_ffd} = P_{out-p} + A_1 + A_2 + L_2 \quad (3.20)$$

et P_{dc} désigne la puissance totale consommée par l'amplificateur principal, l'amplificateur d'erreur et le circuit de contrôle.

Donc : $P_{dc} = P_{p_dc} + P_{err_dc} + P_{control_dc}$ (3.21)

Où :

- P_{p_dc} : Puissance consommée par l'amplificateur principal qui dépend de la classe d'opération.
- P_{err_dc} : Puissance consommée par l'amplificateur d'erreur qui dépend de la classe d'opération.
- $P_{control_dc}$: Puissance consommée par le circuit de contrôle.

En plus du rendement de l'amplificateur principal, le rendement global (voir équations 3.19, 3.20 et 3.21) dépend :

- du choix des coupleurs Cpl1, Cpl2.
- de P_{err_dc} , qui dépend à son tour de $P_{1dB_{err}}$ et de la classe d'opération de l'amplificateur d'erreur.
- du genre de circuit de contrôle à utiliser.

a) Choix des coupleurs :

Pour maximiser le rendement total, il faut maximiser la puissance RF de sortie en minimisant les pertes d'insertion de Cpl1 et de Cpl2 (équation 3.20). Pour cela, le facteur de couplage de ces deux coupleurs doit être élevé. Si on examine l'équation 3.2, on constate qu'il faut minimiser l'atténuation de Att3 (L_3) et maximiser le facteur de couplage de Cpl1 (C_1) par une même valeur, afin de minimiser les pertes d'insertion de ce coupleur et pour conserver l'équilibre des deux boucles. De l'autre côté, si on augmente le facteur de couplage de Cpl2, il faut augmenter le gain et le P_{1dB} de l'amplificateur d'erreur par la même valeur. Ceci minimisera les pertes d'insertion de Cpl2 et fera augmenter P_{err_dc} . On peut calculer le facteur de couplage de Cpl2 optimal pour un rendement total maximal à partir des équations 3.19-3.21.

b) Choix de l'amplificateur d'erreur :

La linéarité est le paramètre le plus important à considérer dans le choix de cet amplificateur. Pour cela, on préfère que l'amplificateur d'erreur opère en classe A. Sa consommation en puissance peut être décrite de la façon suivante :

$$P_{err} = \frac{Po_{err_moy}}{\eta_A} \quad (3.22)$$

η_A est le rendement théorique de cette classe et qui est défini par (voir ANNEX 3, (3.12)):

$$\eta_A = \frac{1}{2\Delta Po_{err}} \quad (3.23)$$

Avec
$$\Delta Po_{err} = \frac{Po_{err_max}}{Po_{err_moy}} \quad (3.24)$$

Où : Po_{err_moy} : Puissance moyenne de l'enveloppe du signal d'erreur à la sortie de l'amplificateur d'erreur.

Po_{err_max} : Puissance maximale de l'enveloppe du signal d'erreur à la sortie de l'amplificateur d'erreur.

ΔPo_{err} : Le rapport de Po_{err_max} sur Po_{err_moy}

Étant donné que l'amplificateur d'erreur opère dans sa zone linéaire, alors ΔPo_{err} est égale à ΔP_{err} .

À partir des équations 3.22, 3.23 et 3.24, P_{err_dc} devient :

$$P_{err_dc} = 2.Po_{err_max} \quad (3.25)$$

L'équation 3.25 montre que la puissance maximale du signal d'erreur détermine le choix de l'amplificateur d'erreur. Le degré de linéarité de ce dernier dépend aussi du niveau de suppression ciblé. Si on désire avoir une bonne suppression des distorsions, alors on doit

augmenter le P1dB de l'amplificateur d'erreur. Ainsi, la puissance de consommation (P_{err_dc}) augmente et le rendement total diminue.

c) Circuits de contrôle :

Généralement, la consommation de ces circuits est négligeable comparativement aux deux amplificateurs.

3.4 Analyse du signal d'erreur

3.4.1 Détermination et analyse du résidu de la porteuse [9]

Deux signaux arrivent aux deux entrées du premier soustracteur (Cpl4). L'un est un échantillon du signal de sortie de l'amplificateur principal, V1, et l'autre est le signal d'entrée, V2, considéré comme signal de référence. À la sortie de ce soustracteur, on a le signal d'erreur, Verr, représentant la différence entre ces deux signaux.

Donc si on considère que :

$$V1 = B_1.Cos(\omega_c.t) \quad \text{et} \quad V2 = B_2.Cos(\omega_c.t + \Phi) \quad (3.26)$$

Avec $\omega_c = 2\pi f_c$

D'où Verr :

$$Verr = B_1.Cos(\omega_c.t) + B_2.Cos(\omega_c.t + \Phi) \quad (3.27a)$$

$$Verr = B_3.Cos(\omega_c.t + \Theta) \quad (3.27b)$$

La figure ci dessous représente, les trois signaux par trois vecteurs.

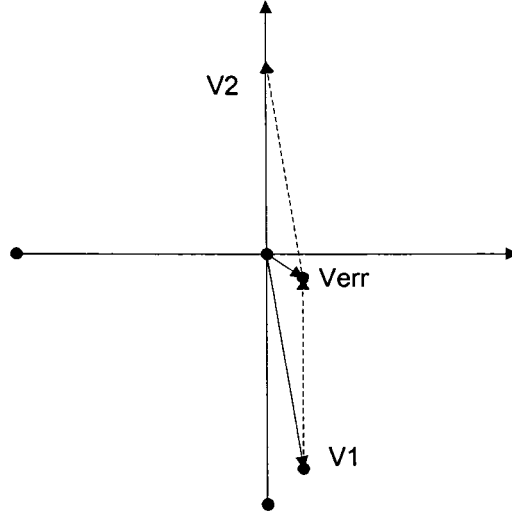


Figure 20 Représentation vectorielle des signaux

Les puissances (dBm) générés par ces signaux sur une impédance Z_0 est de :

$$P_1 = 10 \log \left(\frac{B_1^2}{2Z_0} \right) \quad (3.28)$$

$$P_2 = 10 \log \left(\frac{B_2^2}{2Z_0} \right) \quad (3.29)$$

$$P_r = 10 \log \left(\frac{B_3^2}{2Z_0} \right) \quad (3.30)$$

Le module du vecteur résidu, B_3 est calculé par à partir de l'expression suivante:

$$B_3^2 = B_1^2 + B_2^2 + 2.B_1.B_2 \cos(\Phi) \quad (3.31)$$

La puissance (P_r) générée par ce résidu est de la forme :

$$P_r = 10 \log \left(\frac{B_1^2 + B_2^2 + 2.B_1.B_2 \cos(\Phi)}{2Z_0} \right) \quad (3.32)$$

$$P_r = 10 \log \left(10^{P_1/10} + 10^{P_2/10} + 2.10^{(P_1+P_2)/20} \cdot \cos(\Phi) \right) \quad (3.33a)$$

Si $P_2 = P_1 + \delta P$ et $\Phi = \pi + \delta\Phi$, où δP et $\delta\Phi$ représentent l'erreur en amplitude et l'erreur en phase.

$$P_r = 10 \text{Log} \left(10^{P_1/10} + 10^{(P_1 + \delta P)/10} + 2 \cdot 10^{(2P_1 + \delta P)/20} \cdot \text{Cos}(\Phi) \right) \quad (3.33b)$$

$$P_r = 10 \text{Log} \left(1 + 10^{\delta P/10} + 2 \cdot 10^{\delta P/20} \cdot \text{Cos}(\Phi) \right) + 10 \text{Log} \left(10^{P_1/10} \right) \quad (3.33c)$$

$$P_r = 10 \text{Log} \left(1 + 10^{\delta P/10} - 2 \cdot 10^{\delta P/20} \cdot \text{Cos}(\delta\Phi) \right) + 10 \text{Log} \left(10^{P_1/10} \right) \quad (3.33d)$$

La suppression, S , qui est le rapport en puissance du résidu sur la puissance de la porteuse est exprimée (en dB) par :

$$S = P_r - P_1 \quad (3.34)$$

$$S = 10 \log \left(10^{\delta P/10} + 1 - 2 \cdot 10^{\delta P/20} \cdot \cos(\delta\Phi) \right) \quad (3.35)$$

Le comportement de la suppression, S , en fonction de δP et de $\delta\Phi$ a été simulé en Matlab à l'aide du fichier "Sup.m" (voir ANNEXE 4). Comme on peut le constater sur les figures 21a et 21b, la suppression dans un système à post-compensation, est sensible aux variations de l'erreur de gain et de l'erreur de phase. Pour atteindre une suppression d'au moins 30dB, le système de contrôle doit maintenir les variations de l'erreur de phase dans une plage de $\pm 2^\circ$, et l'erreur de gain dans un intervalle de $\pm 0.25\text{dB}$.

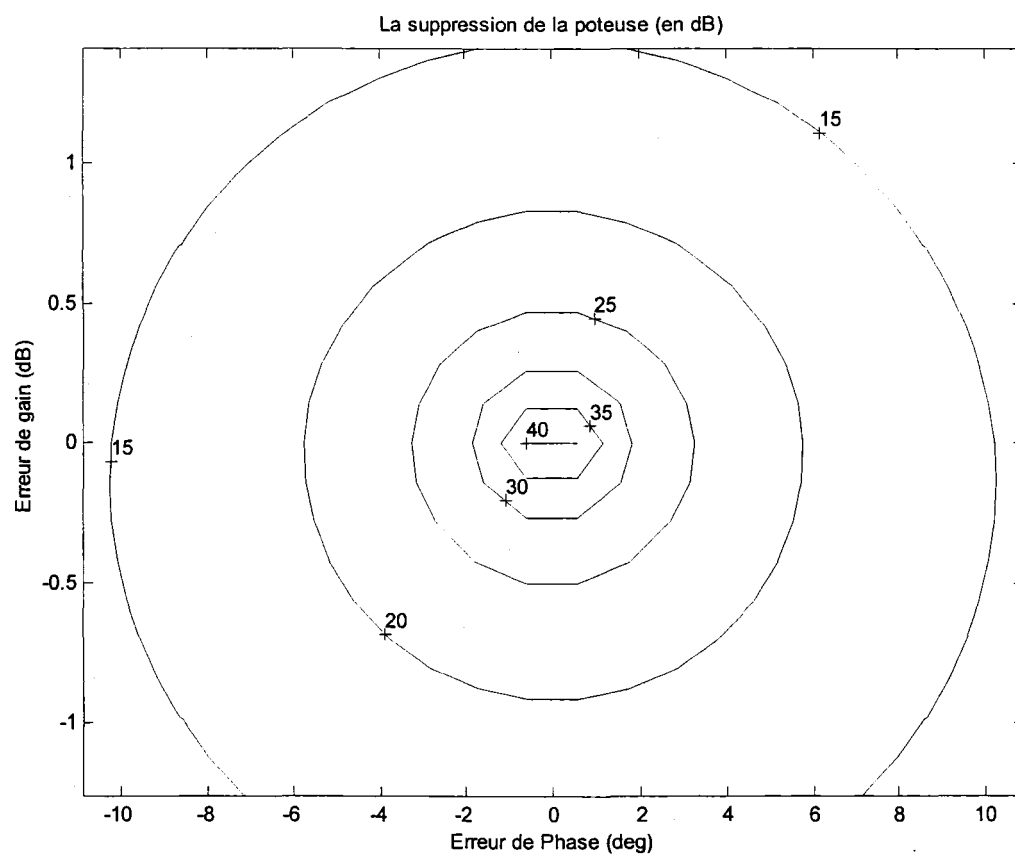


Figure 21a La suppression en fonction des erreurs de gain et de phase, en 2D

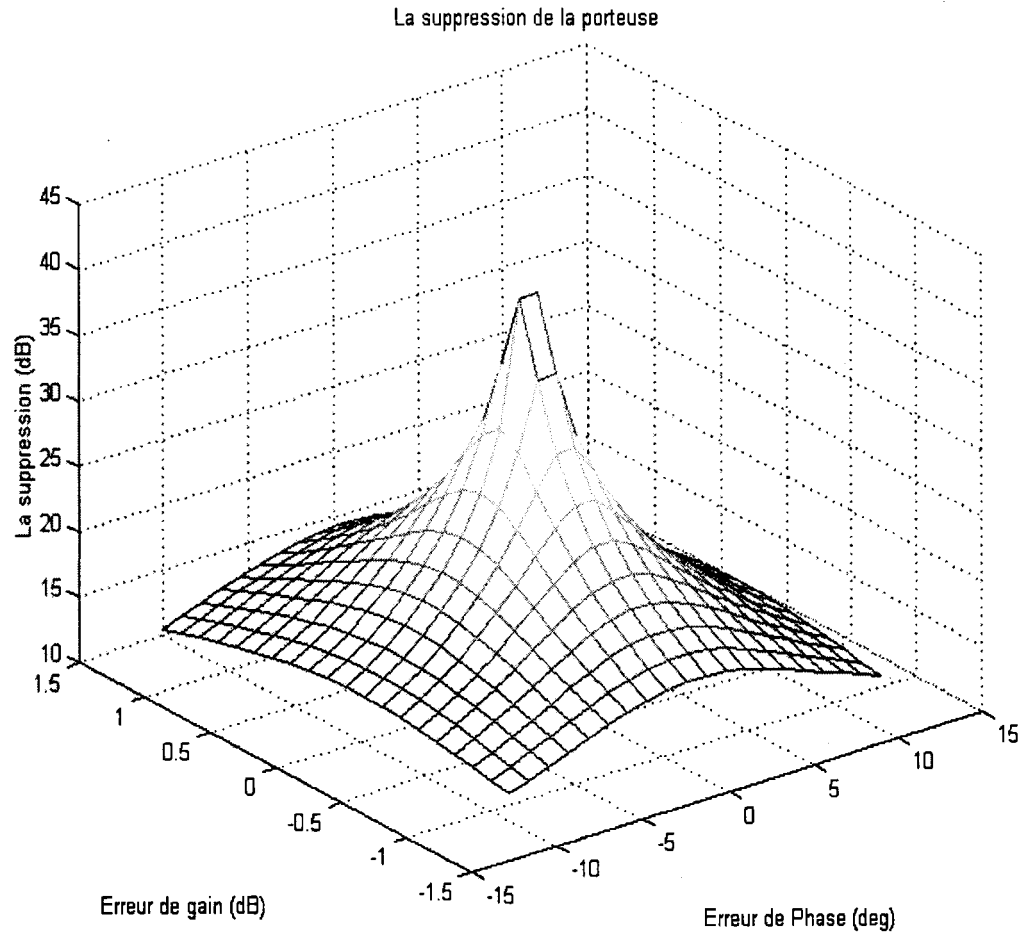


Figure 21b La suppression en fonction des erreurs de gain et de phase, en 3D

L'argument du vecteur Verr, Θ , est défini par l'expression :

$$\Theta = \arctan\left(\frac{B_2 \cdot \sin(\Phi)}{B_1 + B_2 \cdot \cos(\Phi)}\right) \quad (3.36a)$$

Si $P_2 = P_1 + \delta P$ et $\Phi = \pi + \delta \Phi$

alors $B_1^2 / B_2^2 = 10^{(P_1 - P_2)/10} = 10^{-\delta P/10}$

$$B_1 / B_2 = 10^{(P_1 - P_2)/20} = 10^{-\delta P / 20}$$

et l'argument en fonction de δP et de $\delta \Phi$ aura pour forme:

$$\Theta = \arctan \left(\frac{\sin(\delta \Phi)}{\cos(\delta \Phi) - 10^{-\delta P / 20}} \right) \quad (3.36b)$$

Le comportement de la phase du résidu de la porteuse en fonction de l'erreur de phase et de l'erreur de gain, est illustré par la figure 22. La phase du résidu change brusquement de -90° à $+90^\circ$, lorsque la déviation de la phase ou du gain est petite. Pour $|\delta P| > 0.25\text{dB}$ ou bien $|\delta \Phi| > 2^\circ$, cette phase change lentement.

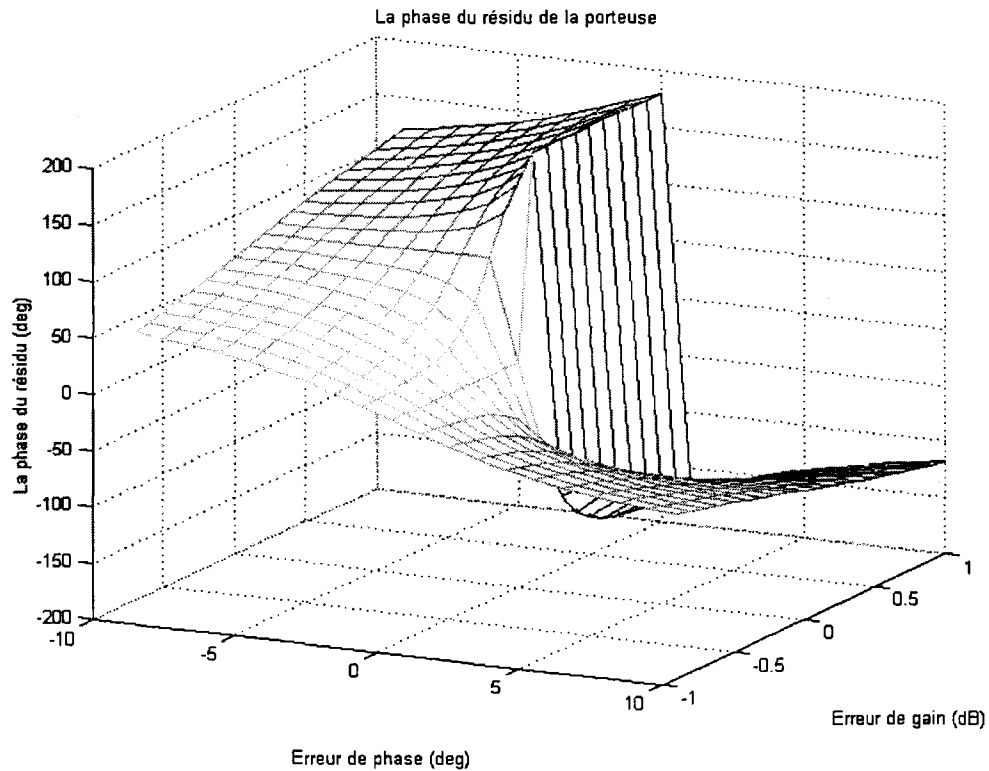


Figure 22 La phase du résidu en fonction des erreurs de gain et de phase

3.4.2 Analyse du spectre du signal d'erreur

Pour un signal d'entrée se composant de plus d'une porteuse, c'est à dire un signal multi-porteuses, le signal d'erreur se compose des produits d'intermodulation et du résidu du signal d'entrée. La forme de l'enveloppe de ce signal dépend de l'amplitude et de la phase de chacune des composantes du spectre.

Dans le cas ou les porteuses sont en phase, la puissance moyenne de l'enveloppe a pour expression [10]:

$$P_{moy} = \frac{V1_{rms}^2 + V2_{rms}^2 + V3_{rms}^2 + \dots}{R} \quad (3.37)$$

Où R désigne la résistance de charge. Généralement elle est égale à 50Ω.

La puissance maximale de l'enveloppe est:

$$P_{max} = \frac{(V1_{max} + V2_{max} + V3_{max} + \dots)^2}{R} \quad (3.38)$$

Le signal d'erreur est caractérisé par ΔP_{err} , qui est le rapport de la puissance maximale de l'enveloppe sur sa moyenne.

Dans ce qui suit, on se propose d'étudier le comportement de ΔP_{err} , de la puissance moyenne et de la puissance maximale de l'enveloppe en fonction du niveau du résidu. Ce dernier est relatif au niveau de l'un des deux produits d'intermodulation du 3^{ième} ordre. Dans cette analyse, on considère que le signal d'erreur se compose principalement du résidu des deux porteuses, des produits d'intermodulation du 3^{ième} ordre et du 5^{ième} ordre. Le niveau du produit d'intermodulation du 5^{ième} ordre est de 10dB plus bas que celui du produit du 3^{ième} ordre (voir figure 23a). Cette simulation a été effectuée à l'aide de Matlab (voir fichier "EnvAnalysis.m", ANNEXE 4) .

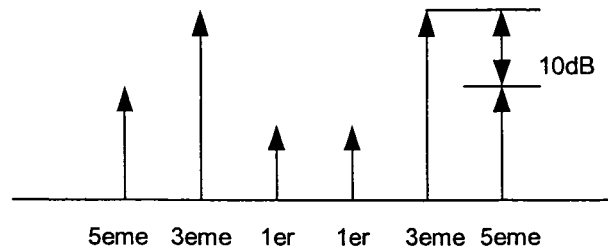


Figure 23a Spectre du signal d'erreur à analyser

A) Simulation d'un cas idéal

La courbe représentant le rapport ΔP_{err} ($P_{\text{max}}/P_{\text{moy}}$) se compose de trois parties distinctes (Voir figure 3.11b).

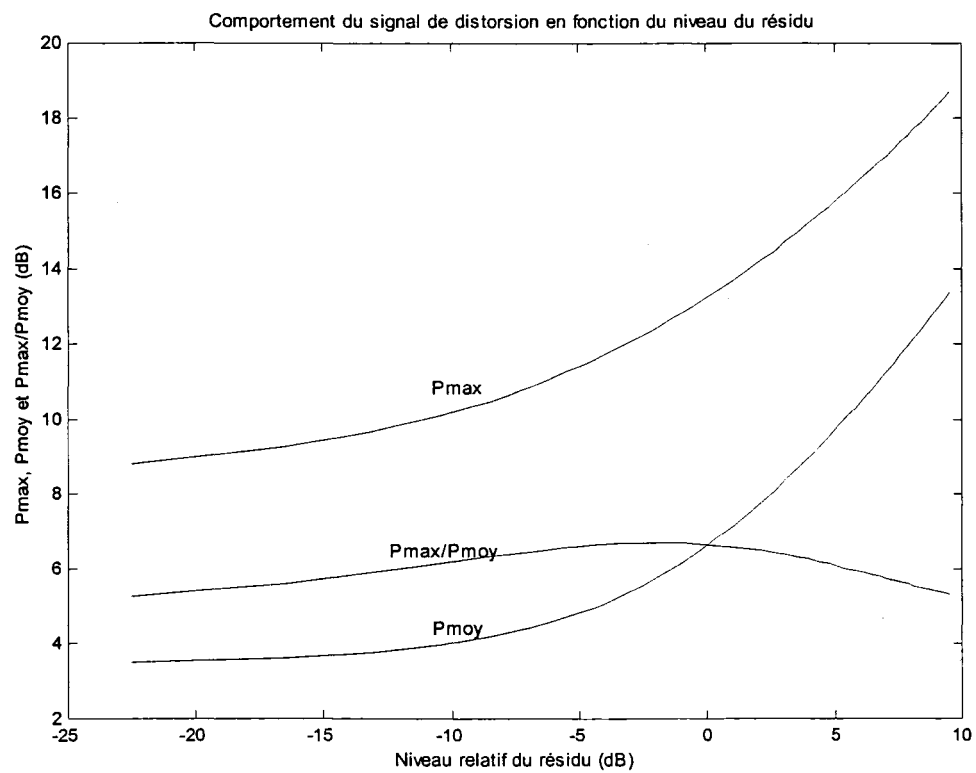


Figure 23b Pmax, Pmoy et le rapport ΔP_{err} en fonction du niveau du résidu

Quand le résidu est assez faible, le rapport ΔP_{err} tend vers une valeur qui reflète un spectre composé uniquement des produits d'intermodulation. Dans ce cas, P_{max} est légèrement croissante et P_{moy} est totalement constante. Dans la région centrale, ΔP_{err} reflète un spectre qui se compose des produits d'intermodulation et du résidu. Dans cette région, P_{max} et P_{moy} deviennent croissantes. Quand le niveau du résidu devient assez important, P_{moy} devient plus croissante que P_{max} et le rapport ΔP_{err} décroît pour converger vers celui d'un spectre de deux porteuses.

L'analyse de l'influence de la différence de phase entre le résidu et les produits d'intermodulation sur le signal d'erreur, a donné les résultats illustrés par la figure 24. Cette dernière montre que ΔP_{err} , P_{moy} et P_{max} dépendent de ce déphasage. Sur une plage de 360° , les courbes de P_{moy} et de P_{max} passent par deux minima et deux maxima.

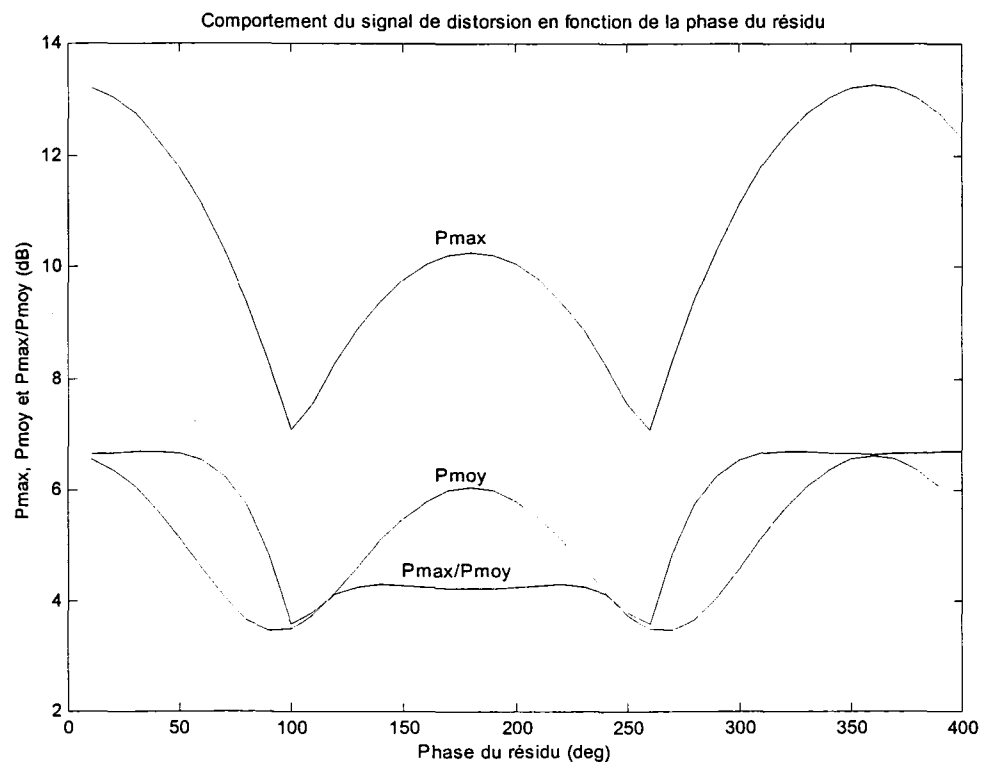


Figure 24 P_{max} , P_{moy} et le rapport ΔP_{err} en fonction de la phase du résidu

La figure 24 représente la puissance moyenne, la puissance maximale et le rapport ΔP_{err} en fonction de la différence de phase entre le résidu et les produits d'intermodulation, quand $\Delta P_{\text{err}} = 0$ dB.

Les figures 25a, 25b et 25c donnent une idée plus précise du comportement de la puissance moyenne, de la puissance maximale et du rapport ΔP_{err} en fonction de l'amplitude et de la phase du résidu. Plus le résidu est faible, plus la différence de niveau entre les minima et les maxima est petite pour P_{moy} et P_{max} . Pour des niveaux du résidu inférieurs à -15 dB, ces deux puissances deviennent constantes et indépendantes des variations du résidu (en amplitude et en phase).

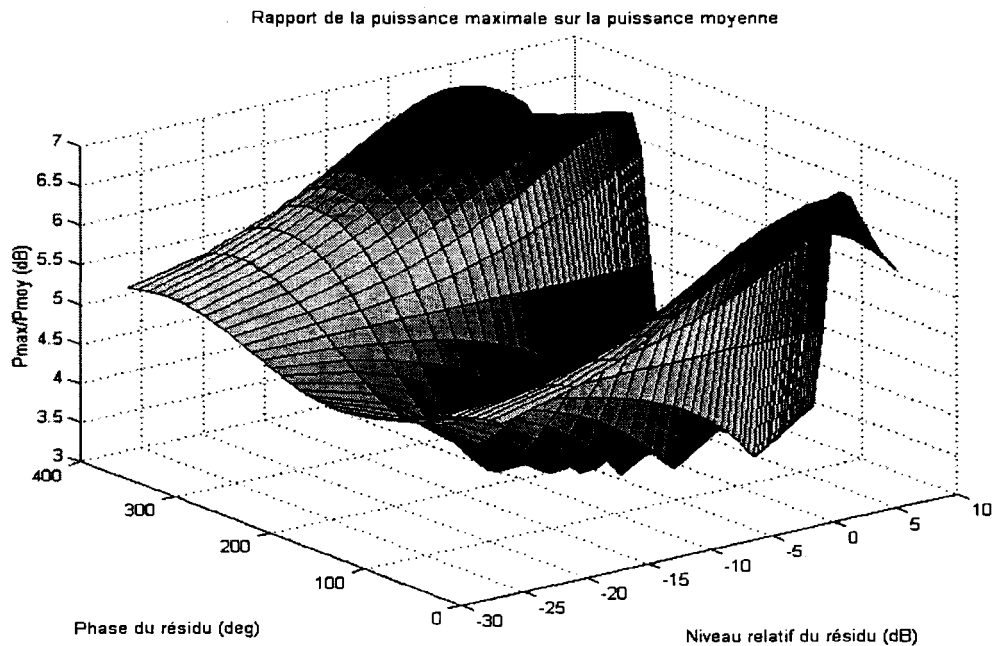


Figure 25a Le rapport ΔP_{err} en fonction de la phase et du niveau du résidu

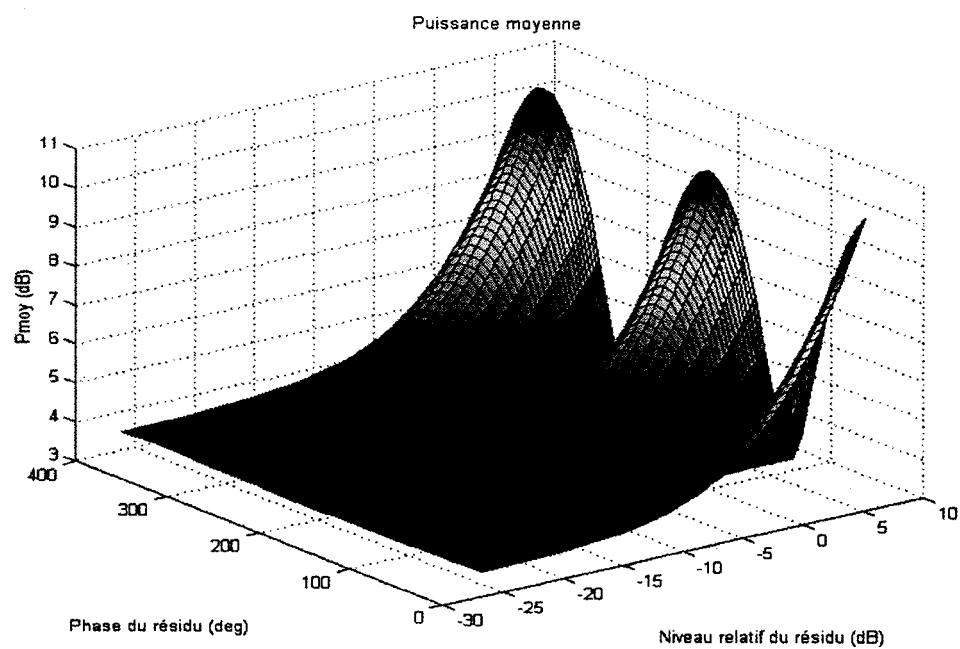


Figure 25b P_{moy} en fonction de la phase du et du niveau résidu

Fi

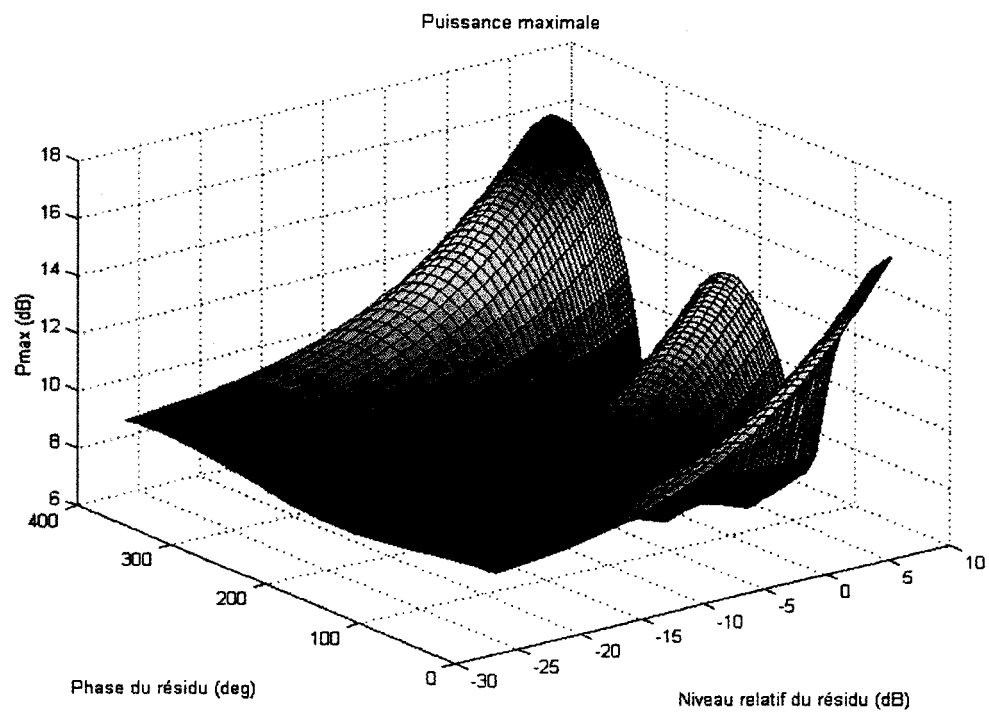


Figure 25c P_{max} en fonction de la phase du et du niveau résidu

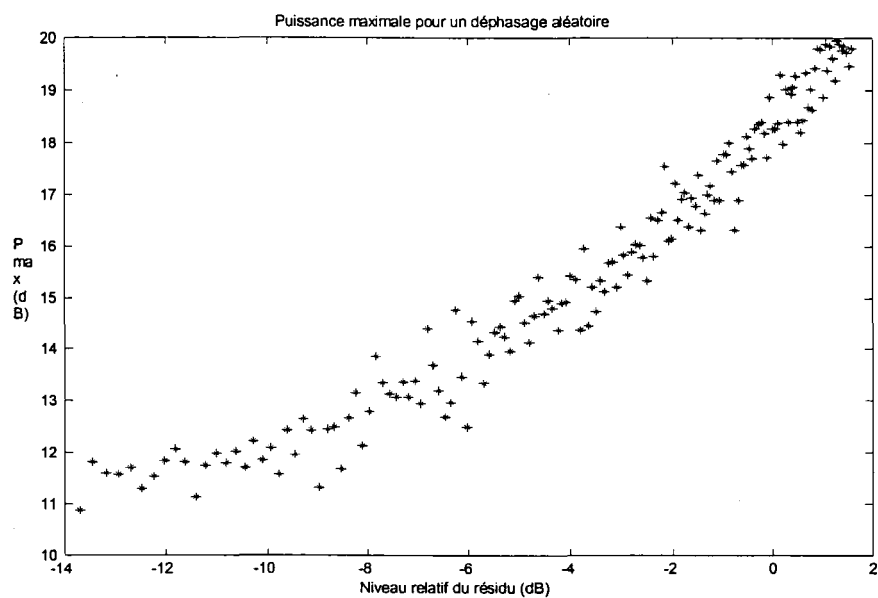
Comme le montre les figures 25b et 25c, les minima ont lieu aux phases 90° et 270° et les maxima se trouvent aux phases 0° et 180° . Ceci nous confirme que la puissance moyenne ainsi que la puissance maximale passent par un minimum lorsqu'il y a orthogonalité entre le vecteur résidu et les produits d'intermodulation. Dans le cas de notre analyse, c'est la puissance maximale qui nous concerne le plus, car elle va déterminer le P1dB pour l'amplificateur d'erreur. La figure 25c nous donne une idée de l'influence du niveau et de la phase du résidu sur la puissance maximale de l'enveloppe. L'optimum peut être obtenu dans une région où la différence de phase est située dans l'intervalle $[70^\circ, 280^\circ]$ et où le niveau du résidu est inférieur à -10dBr.

Autre paramètre influant sur le comportement de la puissance maximale et sur la puissance moyenne est le nombre de produits d'intermodulation et leur niveau (voir figure 23a). Dans la présente analyse, on a considéré que le niveau relatif du produit d'ordre 5 est de -10dBr par rapport au produit du 3^{ème} ordre. Cependant, pour d'autres niveaux, la forme de chacune des figures 23a-25c sera légèrement différente.

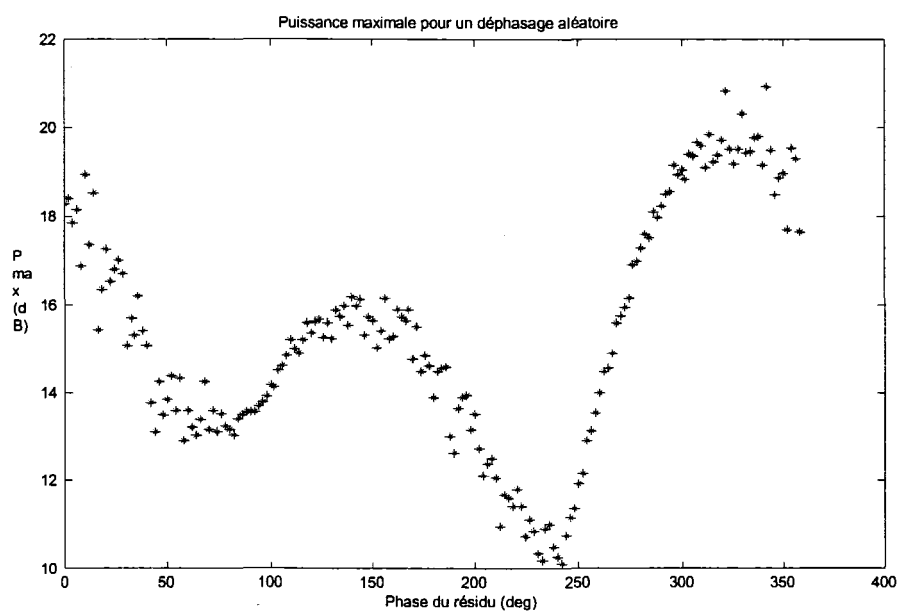
B) Simulation d'un cas réel

Dans l'analyse précédente, on a considéré un signal d'entrée se composant de deux porteuses en phase. Toutefois, dans des cas réels, le déphasage entre les porteuses d'un signal multi-porteuses est aléatoire. Pour cela, la simulation pour la puissance maximale a été répétée pour le cas où le déphasage entre les porteuses est aléatoire.

D'une façon générale, la puissance maximale se comporte de la même manière que celle illustrée par la figure 25c. Comme le montre la figure 26a, la puissance maximale décroît en fonction du niveau du résidu. De la même manière qu'aux simulations précédentes, elle présente deux minima et deux maxima (voir figures 3.14b et 3.12)



(a)



(b)

Figure 26 P_{max} pour un déphasage aléatoire entre les porteuses;
 a) en fonction du niveau du résidu.
 b) en fonction de la phase du résidu.

Cette simulation a été effectuée à l'aide de Matlab (fichier "EnvRandAnal.m", ANNEXE 4) .

3.5 Éléments critiques

3.5.1 La linéarité

D'après l'analyse de la section 3.4.1 (voir aussi figures 21a et 21b), une bonne suppression est obtenue si les signaux à additionner en opposition de phase sont équilibrés en phase et en amplitude avec une grande précision. La déviation en phase est plus critique que celle du gain. Donc, le système de contrôle de la deuxième boucle représenté par l'atténuateur variable Att2 et le déphaseur variable Phase2, limite le niveau de suppression des produits d'intermodulation à moins de 30dB, et de ce fait, limite aussi la linéarité.

3.5.2 P1dB de l'amplificateur d'erreur

L'analyse de la section 3.4.2 indique l'influence du niveau du résidu ainsi que sa phase sur la puissance maximale, la puissance moyenne et le rapport ΔP_{err} (P_{max}/P_{moy}) du signal de distorsion. Ainsi, la solution optimale est obtenue en réduisant l'amplitude du résidu à un niveau plus bas que -10dBr et en réglant sa phase de manière à générer le minimum de puissance du signal d'erreur. Dans certains cas, la puissance maximale augmente rapidement quand le niveau du résidu est supérieur à -10dBr. Cependant, la précision du circuit de contrôle de la première boucle, qui est composé de Att1 et Phase1, a un effet direct sur le niveau de suppression du résidu et, en conséquence, sur la puissance maximale du bruit de distorsion. Cette affirmation est renforcée par les équations 3.33a-3.33d. Donc, le système de contrôle de suppression de la porteuse est un élément critique pour réduire la puissance maximale de l'enveloppe du signal de bruit et

ainsi le choix de l'amplificateur d'erreur (voir équation 3.17).

3.5.3 P1dB de l'amplificateur PC

Si on veut maximiser la puissance du signal à la sortie de l'amplificateur PC, d'après l'équation (3.7), on doit minimiser les pertes d'insertion des coupleurs Cpl1 et Cpl2 (A_1 & A_2). Ceci implique l'augmentation du facteur de couplage de Cpl1 et de Cpl2. Si le facteur de couplage de Cpl2 augmente, le P1dB et le gain de l'amplificateur d'erreur vont augmenter par la même quantité, de manière à assurer l'équilibre dans la boucle de suppression des distorsions. Par contre, si on fait augmenter le facteur de couplage C1, les pertes d'insertions A_1 diminueront et Gff ainsi que $P_{\text{out-ffd}}$ augmentent. Donc, pour maximiser le P1dB de l'amplificateur PC, il faut minimiser les pertes d'insertion du coupleur Cpl1, A_1 . Le facteur de couplage de Cpl2 doit tenir compte du compromis entre la puissance de sortie, $P_{\text{out-ffd}}$, et le rendement global (voir para. 3.5.4).

3.5.4 Rendement global

Puisque le rendement total dépend de la puissance de sortie de l'amplificateur PC et de la consommation totale du système, alors il sera affecté par les mêmes éléments qui affectent $P_{\text{out-ffd}}$ et P_{dc} . Le choix des coupleurs Cpl1 et Cpl2 est un élément crucial pour maximiser la puissance de sortie. Cependant, plus le facteur de couplage de Cpl2 est important plus le P1dB et la consommation de l'amplificateur d'erreur sont importants. Le facteur de couplage de Cpl2, C2, peut être calculé pour optimiser le rendement total. Par ailleurs, le niveau de suppression de la porteuse permet lui aussi de déterminer le P1dB de l'amplificateur d'erreur à utiliser. Grâce à cette dernière remarque, on peut dire que le circuit de contrôle de la suppression de la porteuse est un élément qui affecte le rendement total.

CHAPITRE 4

SIMULATIONS ET TESTS D'UN AMPLIFICATEUR PC CONVENTIONNEL

4.1 Introduction

Le chapitre 3 a été consacré à l'étude théorique d'un amplificateur à post-compensation conventionnel. Dans un premier temps, on a expliqué le principe et les conditions de fonctionnement d'une telle architecture. Dans un deuxième temps, on a entrepris une analyse du signal d'erreur et la détermination des éléments critiques de cette topologie. Dans ce présent chapitre, une série de simulations et de tests seront exécutés dont les résultats présentés permettent de valider cette analyse.

4.2 Simulation (HPADS)

Un amplificateur PC conventionnel est monté autour d'un amplificateur de puissance et d'un amplificateur d'erreur (voir figure 27) dont les caractéristiques électriques sont décrites en détails dans des fichiers du type S2P (voir ANNEXE 2). Les simulations sont effectuées autour de la fréquence 1.96Ghz. Pour les faibles signaux, les simulations sont faites en mode 'S-Parameters'. Pour les forts signaux, les simulations sont effectuées en mode 'Harmonic Balance'(HB). Les composantes du montage sont décrites par les tableaux I et II.

Les caractéristiques électriques de chacun des deux amplificateurs, contenus dans les fichiers HPA_S_parametres.s2p et LPA_S_parametres.s2p, sont basées sur des mesures effectuées sur l'amplificateur principal et l'amplificateur d'erreur.

Tableau I
Caractéristiques électriques des amplificateurs.

Designation	Ampli principal	Ampli d'erreur
P1dB (dBm)	31.5	29
Gain (dB)	38	35
IP3 (dBm)	40	38
Pdc (W)	10.2	9.0

Tableau II
Caractéristiques des coupleurs.

Les coupleurs	IL (dB)	Cip (dB)	ISO (dB)
Cpl3	-0,2	-15,5	-28,5
Cpl1	-0,45	-10,8	-33.0
Cpl2	-0,44	-10,9	-31,9
Cpl4	-3,2	-2,9	-30.0

Pour que le système fonctionne correctement, il faut que les conditions d'équilibre (équations 3.1 & 3.2) des deux boucles soient satisfaites et que le gain total soit déduit à l'aide de l'équation 3.6. Pour arriver à cette fin, le tableau III donne les valeurs de chaque élément de l'amplificateur PC.

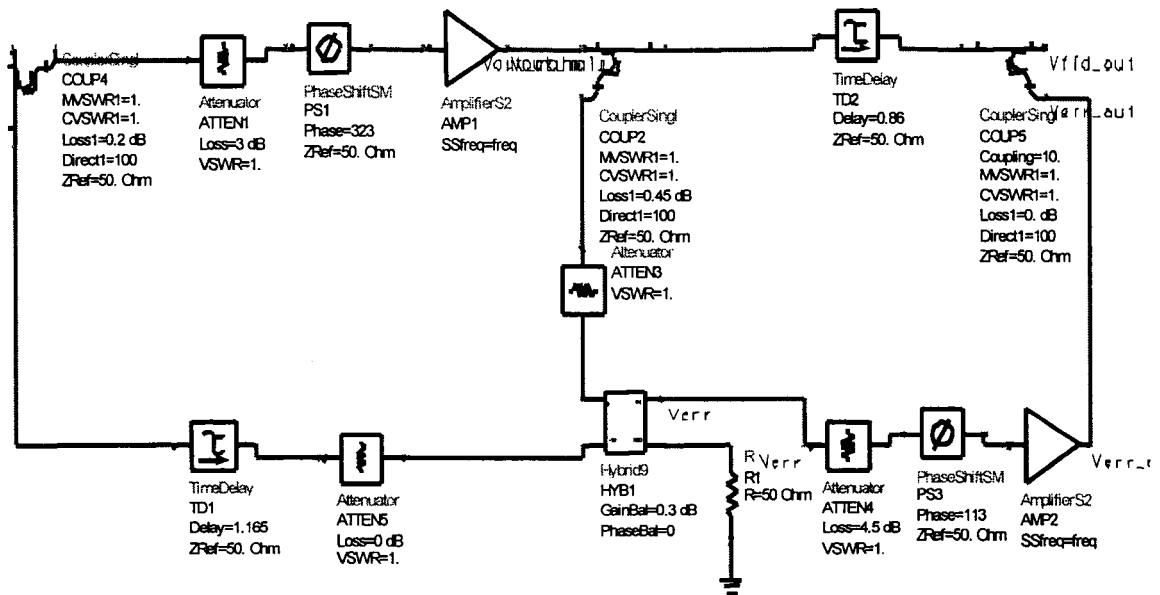


Figure 27 Digramme de l'amplificateur PC Conventionnel (HPADS).

4.2.1 Boucle de suppression de la porteuse

Pour une simulation à deux porteuses, le spectre de fréquence à la sortie de l'amplificateur de puissance est illustré par la figure 28.

Aux deux entrées de Cpl4 (V1 et V2), les niveaux des porteuses sont égaux et les phases sont en opposition (figures 29a et 29b). Ainsi l'opération de suppression des porteuses est réalisée et le signal d'erreur résultant est illustré par la figure 30.

Tableau III
Valeurs des éléments dans les conditions d'équilibre

Designation	Gff, chemin principal (dB)	Gff, chemin de référence (dB)	Équilibre, première boucle (dB)	Équilibre deuxième boucle (dB)
Facteur de Couplage de Cpl3	-15.5		-15.5	
Pertes d'insertion de Cpl3		-0.2	0.2	
Déphaseur Variable (Phase1 et Phase2)	-1	-1.1	-1	-1.1
Atténuateur Variable (Att1 et Att2)	-3	-2	-3	-2
Amplificateur (principal et d'erreur)	38	35	38	35
Facteur de couplage de Cpl1			-10.8	-10.8
Pertes d'insertion Cpl1	-0.45			0.45
Pertes d'insertion de Delay1 et Delay2	-0.8	-0.8	0.8	0.8
Facteur de couplage de Cpl2		-10.9		-10.9
Pertes d'insertion de Cpl2	-0.44			0.44
Facteur de couplage de Cpl4			-2.9	-2.9
Pertes d'insertion de Cpl4		-3.2	3.2	
Atténuateur Att5 (L3)			-9	-9
Somme	16.81	16.8	0.00	-0.01

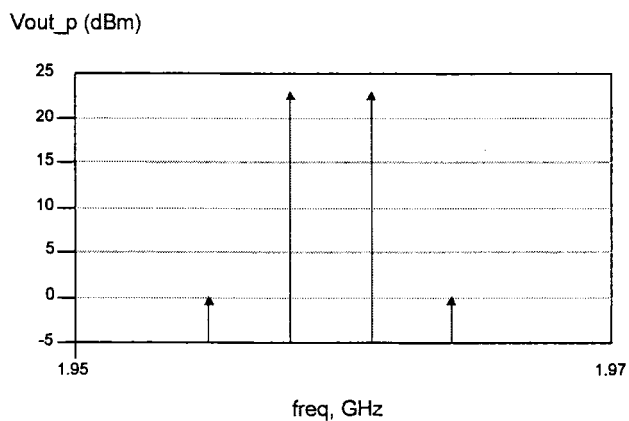


Figure 28 Spectre du signal de sortie de l'amplificateur principal.

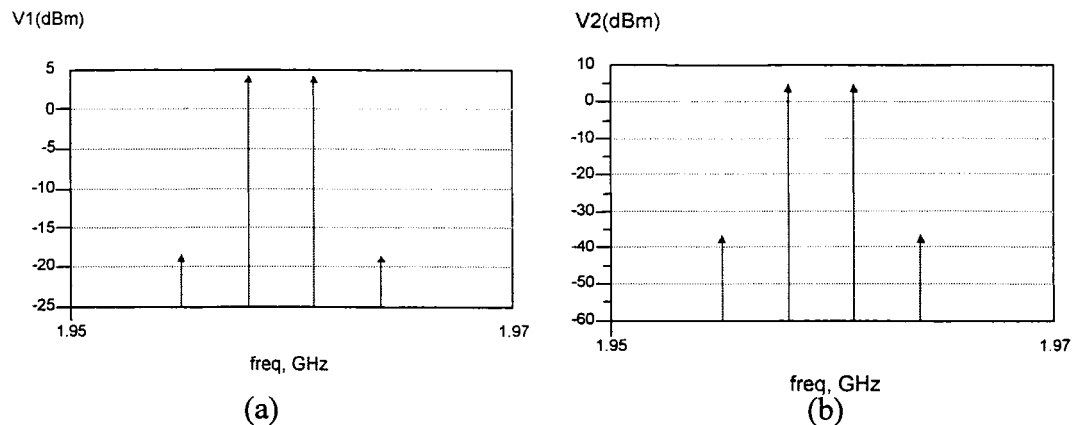


Figure 29 Spectre des signaux avant la suppression des porteuses.
 a) L'échantillon du signal de sortie de l'ampli principal(V1).
 b) Le signal de référence(V2).

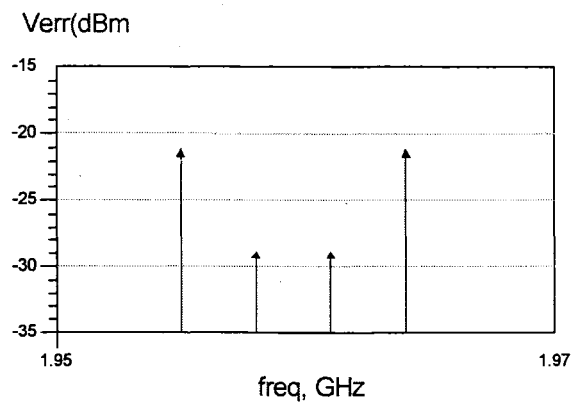


Figure 30 Signal représentant le bruit de distorsion (Verr).

Si on fait une simulation du comportement de la suppression de la porteuse en fonction de l'erreur de gain et de l'erreur de phase, on aura le résultat illustré par la figure 31. Dans cette simulation, le pas de l'erreur de gain est de 0.2dB. Pour obtenir une suppression importante, il faut que le circuit de contrôle soit très précis. D'après cette figure, la suppression est plus sensible aux variations de Phase1 qu'aux variations du Att1.

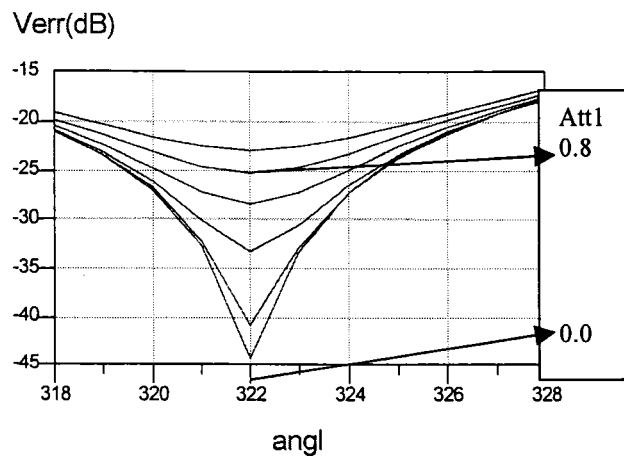


Figure 31 Sensibilité de la suppression de la porteuse en fonction de Att1 (dBr).

4.2.2 Boucle de suppression des distorsions

Aux deux entrées du coupleur Cpl2, on retrouve les signaux émanant des sorties de l'amplificateur de puissance et de l'amplificateur d'erreur. Le spectre représentant le signal de sortie de l'amplificateur d'erreur est illustré par la figure 32. Puisque l'amplificateur d'erreur doit opérer dans sa zone linéaire, un recul de la puissance de sortie, par rapport au P1dB, est nécessaire afin qu'il génère le minimum de produits d'intermodulation.

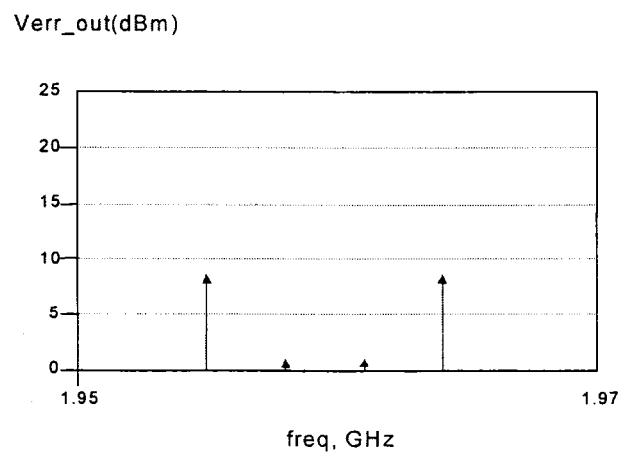


Figure 32 Signal d'erreur à la sortie de l'amplificateur d'erreur.

Après amplification, le signal d'erreur est combiné au signal émanant de l'amplificateur de puissance. Une bonne suppression des distorsions est obtenue si le spectre du signal d'erreur est semblable, mais en opposition de phase à celui des produits d'intermodulation de l'amplificateur de puissance. Ainsi, au port de sortie de Cpl2, on retrouve le signal amplifié (voir figure 4.7) dont les produits d'intermodulation ont été atténués. En comparant le spectre de la figure 33 avec celui de la figure 28, on déduit que le niveau de suppression est d'environ 37dB.

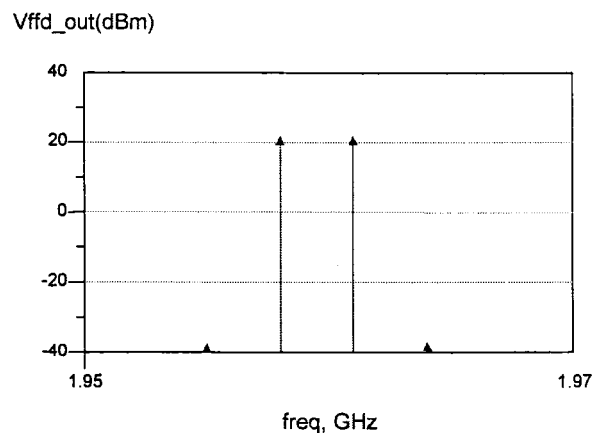


Figure 33 Signal de sortie de l'amplificateur PC.

Comme pour le cas de la suppression de la porteuse, la suppression des distorsions est aussi sensible aux variations de Att2 et de Phase2, comme le montre la figure 34. Le pas de variation pour Att2 est de 0.2dB.

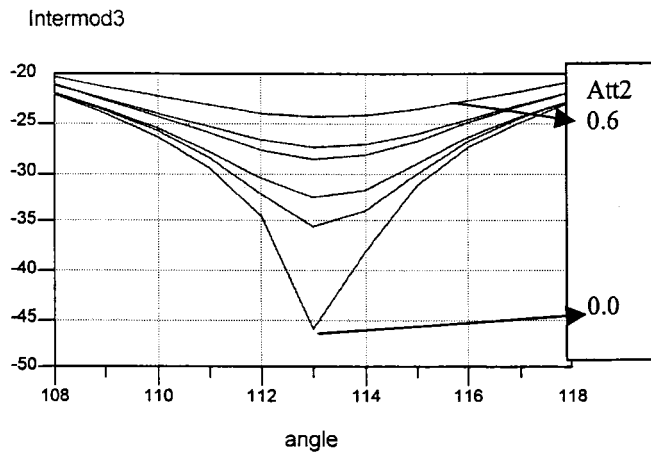


Figure 34 Sensibilité de la suppression des distorsions en fonction de Att2 (dBr).

4.2.3 Simulation en CDMA IS95

Dans le cas d'un signal de test CDMA, une simulation du type 'Envelope' est exécutée. Le niveau du signal d'entrée (voir figure 35a) est réglé de manière à faire opérer l'amplificateur principal dans sa zone non-linéaire. Le signal de sortie de cet amplificateur (voir figure 35b) présente un étalement spectral et le signal de distorsion est illustré par la figure 35c. Après la suppression du signal d'erreur, le signal de sortie de l'amplificateur PC (voir figure 35d) ressemble au signal d'entrée.

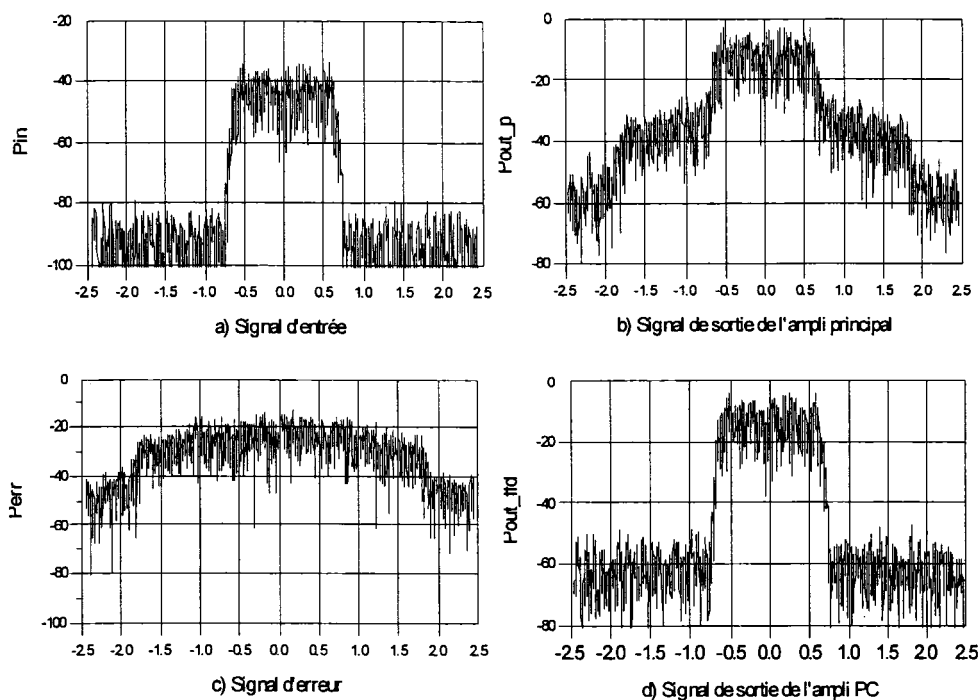


Figure 35 Comportement de l'amplificateur PC en CDMA IS95.

4.3 Réalisation

Un amplificateur PC conventionnel a été assemblé autour des mêmes amplificateurs utilisés lors de la simulation (HPADS) de la section 4.2. L'opération d'alignement et de test de cet amplificateur a été effectuée en deux étapes. La première étape consiste à aligner chaque boucle en amplitude, en phase et en délai. Elle a pour but d'obtenir deux signaux de même amplitude et en opposition de phase aux deux entrées de Cpl4, ou de Cpl2, sur une large bande de fréquence. La deuxième étape est destinée à vérifier les performances de suppression.

4.3.1 Aligment de l'amplificateur PC

L'amplificateur PC est assemblé selon la configuration 36. Les équipements de mesure sont connectés à un ordinateur, à travers un câble HB-IB, pour enregistrer les données.

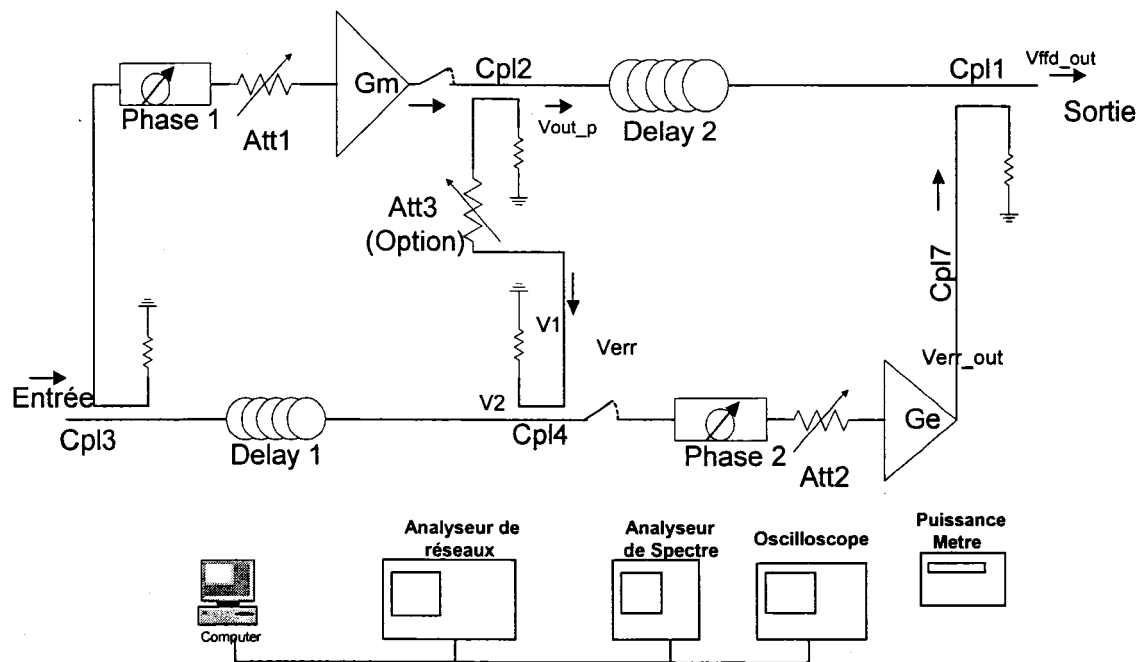


Figure 36 Montage pour l'alignement des deux boucles.

Pour exécuter l'opération d'alignement sur la première boucle, on branche le port 1 de l'analyseur de réseau au port d'entrée du coupleur Cpl3 et le port 2 de l'analyseur au port de sortie de Cpl4.

Les figures 37a et 37b représentent respectivement le paramètre S21, en format polaire, de la branche principale et celui de la branche de référence. Comme on peut le constater sur les deux figures, V1 et V2 sont plus ou moins égaux et en opposition de phase. Ceci est réalisé à l'aide du système de contrôle composé de l'atténuateur Att1 et du déphaseur Phase1.

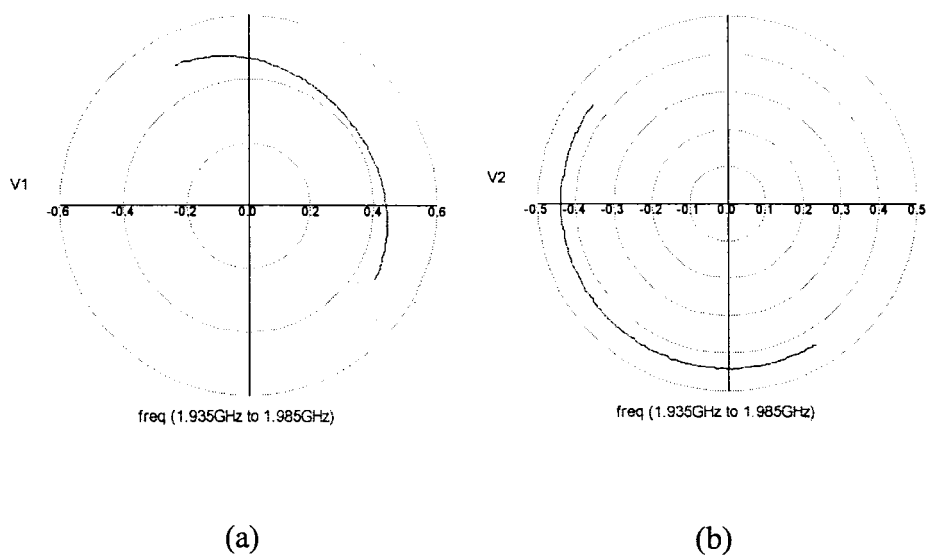


Figure 37 Représentation polaire des signaux avant la suppression de la porteuse.

Les figures 38a et 38b représentent le signal d'erreur Verr à la sortie de Cpl4, indiquant que la suppression de la porteuse est à bande étroite.

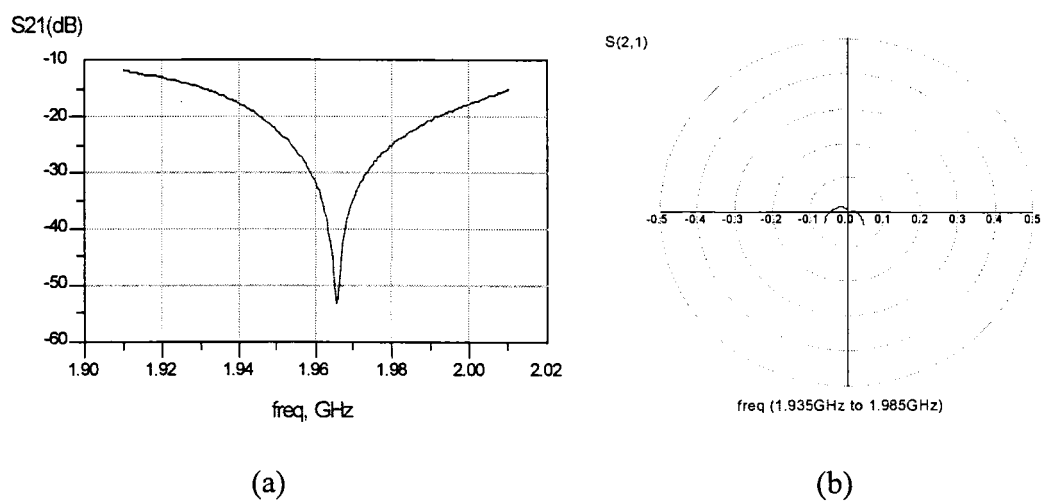


Figure 38 Réponse en fréquence du signal d'erreur avant alignement des délais :
a) format logarithmique, b) format polaire.

Pour cela, on a changé des câbles coaxiaux, faisant fonction des lignes à délai, de façon à respecter le même délai de propagation dans les deux branches de la boucle de suppression de la porteuse. Ainsi, les figures 39a et 39b démontrent qu'une suppression à large bande peut être obtenue si les délais dans les branches sont égaux.

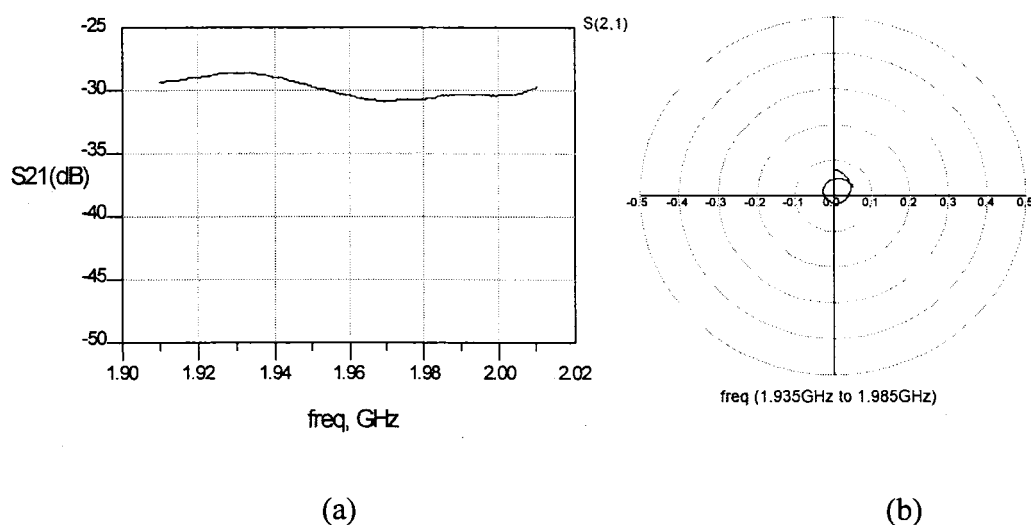


Figure 39 Réponse en fréquence du signal d'erreur après avoir ajusté les délais :
a) format logarithmique, b) format polaire.

Quand la première boucle est alignée, on assemble la deuxième boucle et on déconnecte la sortie de l'amplificateur principal de coupleur Cpl1. Ensuite, le port 1 de l'analyseur de réseau est branché à l'entrée de Cpl1 et le port 2 est branché à la sortie de Cpl2. On répète les mêmes étapes d'alignement de la première boucle pour équilibrer la deuxième boucle.

4.3.2 Vérification des performances l'amplificateur PC

4.3.2.1 La linéarité (test à deux porteuses)

Une fois les deux boucles sont alignées séparément, on connecte la sortie de l'amplificateur principal au port d'entrée du coupleur Cpl1 et on utilise un analyseur de spectre pour visualiser le spectre des signaux aux différents points de test de l'amplificateur PC. À l'aide de deux générateurs RF, on génère un signal d'entrée qui se compose de deux porteuses ayant un même niveau et espacées de 2MHz (voir figure 40).

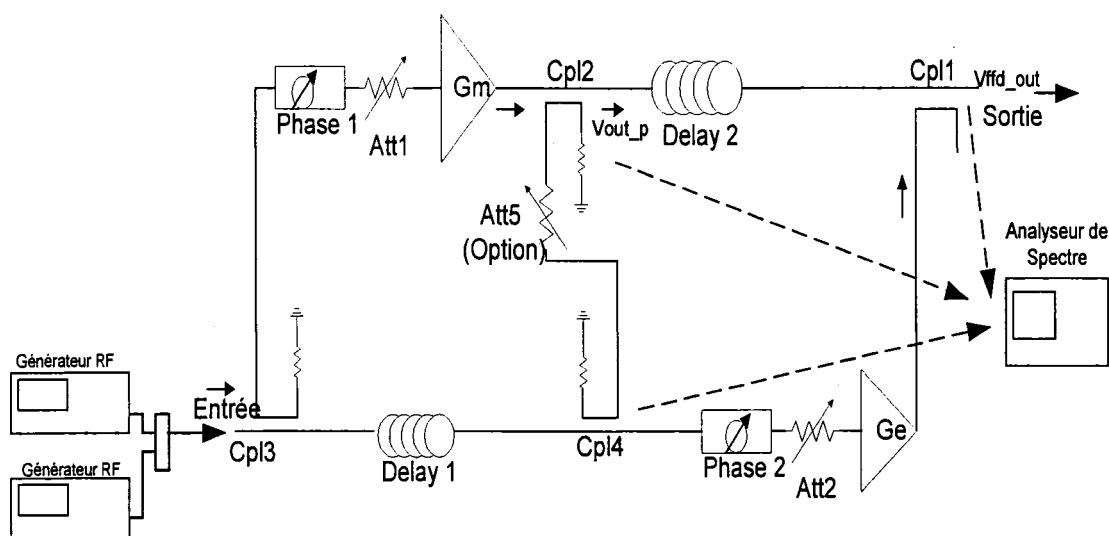


Figure 40 Montage pour un test à deux porteuses.

Des résultats de mesures sont captés par HPADS sur le bus GPIB et sont illustrés par la figure 41. Comme on peut le constater sur cette figure, le signal de sortie de l'amplificateur principal contient des produits d'intermodulation d'ordre impair. Le produit du 3^{ième} ordre est le plus dominant et dont le niveau relatif est -35dBc .

La figure 42 montre que le signal de sortie du coupleur Cpl4 (Verr) se compose du résidu des deux porteuses et des produits d'intermodulation. Dans cette première boucle, on a obtenu une suppression des porteuses d'environ 32dB.

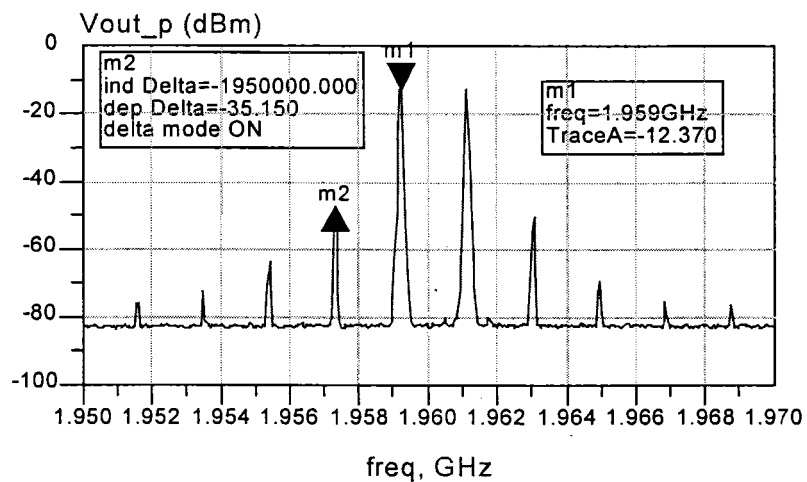


Figure 41 Le signal de sortie de l'amplificateur Principal (Vout_p).

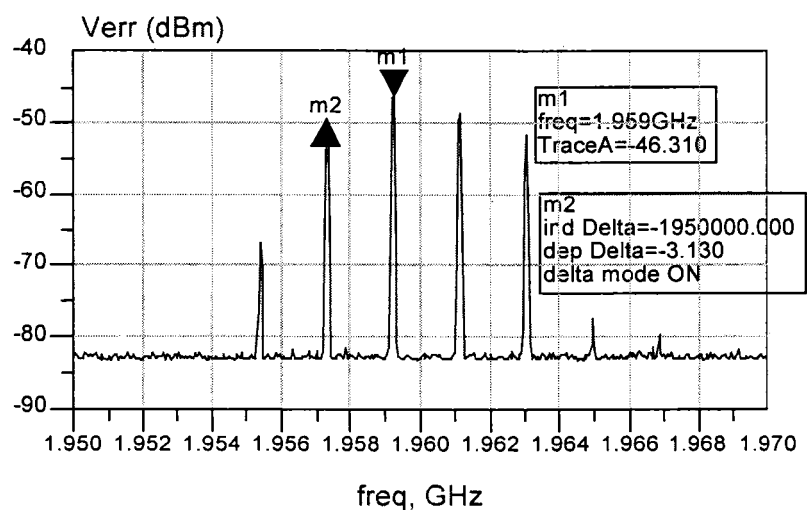


Figure 42 Le signal de distorsion Verr.

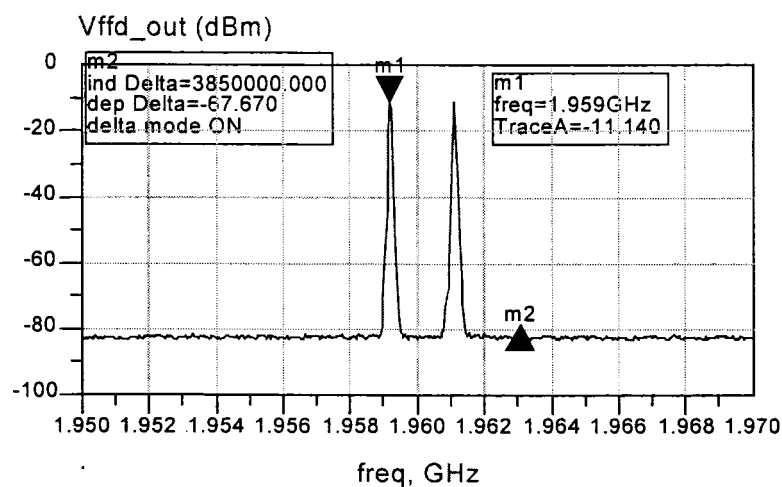


Figure 43 Le signal de sortie de l'amplificateur PC(Vffd_out).

À la sortie de l'amplificateur PC les produits d'intermodulation ont été atténués tel qu'il est illustré par la figure 43. Le niveau de suppression de ces produits est de 32dB. D'une façon générale, pour atteindre des niveaux de suppression élevés, il faut ajuster avec une grande précision les atténuateurs et les déphaseurs variables du circuit de contrôle. À partir d'un certain niveau de suppression, le système devient trop sensible aux variations du gain et de la phase.

Dans le cas où le signal d'erreur contiendrait des distorsions qui ne sont pas créées par l'amplificateur principal, la suppression des distorsions ne sera pas parfaite. De telles distorsions proviendraient du signal d'entrée si celui-ci n'était pas propre, ou bien de l'amplificateur d'erreur si ce dernier était opéré dans sa zone non linéaire. La figure 44 illustre le spectre du signal de sortie dans le cas où le signal d'entrée contiendrait déjà des produits d'intermodulation.

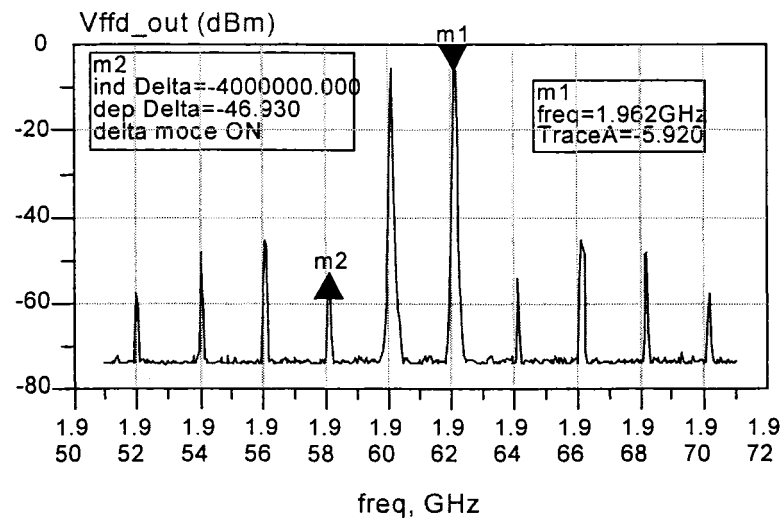


Figure 44 Spectre du signal de sortie pour un signal d'entrée distordu.

4.3.2.2 Caractéristiques du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu

Dans cette section, on se propose d'examiner de plus près les caractéristiques du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu. Plus précisément, on désire étudier la forme d'onde dans le temps du signal d'erreur résultant pour un niveau de suppression donné. Pour ce faire, on utilise le montage de la figure 45.

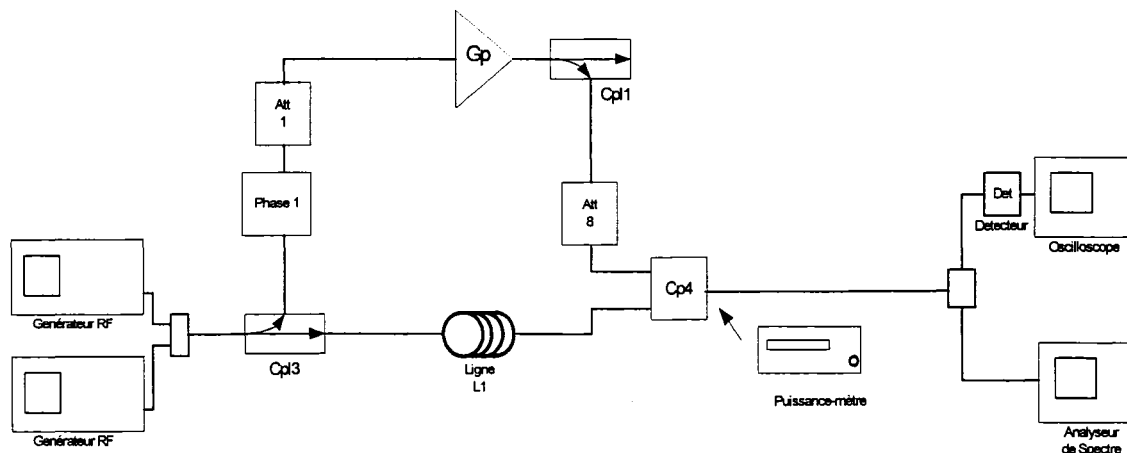


Figure 45 Mesure de la puissance du bruit en fonction du niveau du résidu.

Au port de sortie de Cpl4, on connecte un analyseur de spectre et un détecteur RF qui est relié à un oscilloscope. On mesure la tension moyenne et maximale de l'enveloppe du signal d'erreur en fonction du niveau relatif du résidu et on calcule le rapport ΔP_{err} . À l'aide du puissance-mètre, on mesure la puissance du signal d'erreur. Ensuite, on calcule la puissance maximale du signal d'entrée de l'amplificateur d'erreur (voir tableau IV). Cependant, pour des niveaux de résidu en dessous de 3dBr, la suppression des deux porteuses n'est pas stable.

Le niveau relatif du résidu, indiqué dans la première colonne de ce tableau, est mesuré par rapport au niveau d'un des deux produits d'intermodulation du 3^{ème} ordre.

Tableau IV
Caractéristiques du signal d'erreur.

Niveau du Résidu (dBr)	V_{max} (mV) (*)	V_{moy} (mV) (*)	$V_{\text{max}}/V_{\text{moy}}$ (dB)	$\text{Pin}_{\text{err-moy}}$ (dBm)	$\text{Pin}_{\text{err-max}}$ (dBm)
-10	-14,4	-11,1	2,3	-16,3	-14,0
-8	-14,9	-11,4	2,3	-16,1	-13,8
-6	-15,5	-11,7	2,4	-16	-13,6
-4	-17,2	-12,9	2,5	-15,6	-13,1
-2	-17,7	-13,2	2,5	-14,8	-12,3
0	-19,5	-14,6	2,5	-14,2	-11,7
2	-27,8	-21,2	2,4	-13,1	-10,7
3	-32,9	-25,3	2,3	-12	-9,7

(*): Les tensions à la sortie du détecteur logarithmique sont négatives.

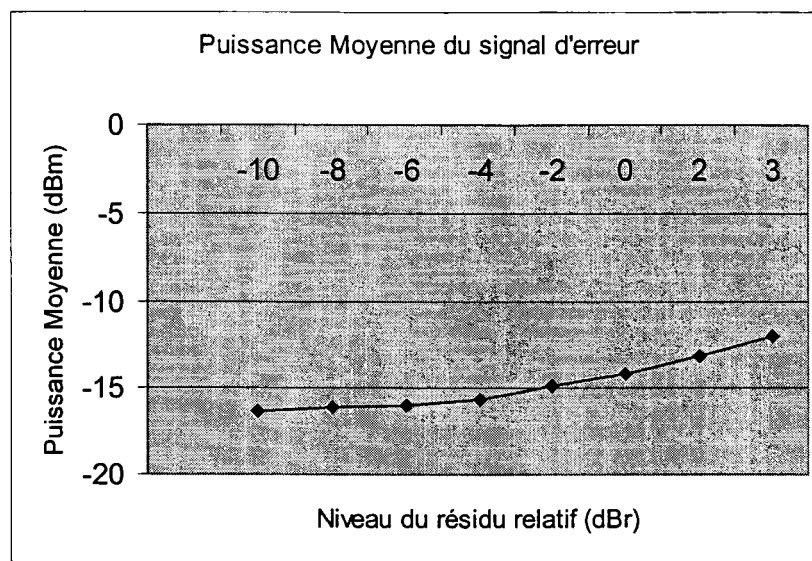


Figure 46 Puissance moyenne du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.

À l'aide d'un fichier Excel, on génère les graphes de la puissance moyenne, de la puissance maximale et celui du rapport ΔP_{err} .

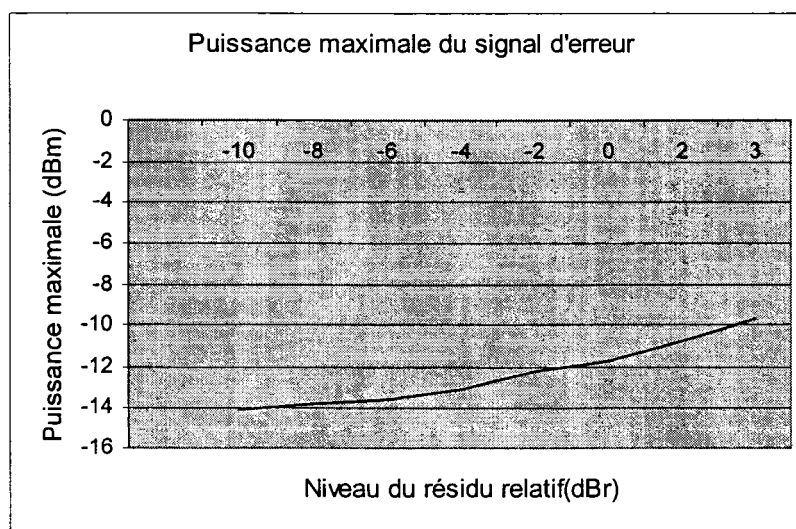


Figure 47 Puissance maximale du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.

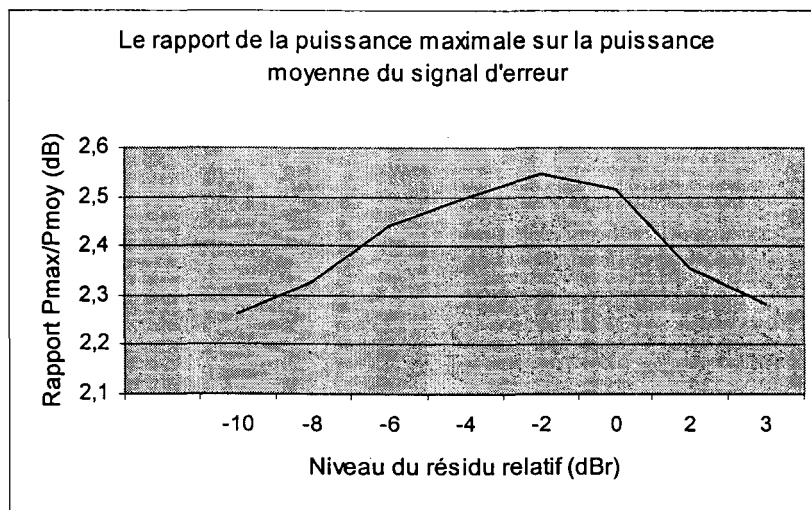


Figure 48 Le rapport ΔP_{err} du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.

D'après les figures 46 et 47, la puissance moyenne et la puissance maximale ont presque le même comportement en fonction du niveau du résidu. En conséquence, le rapport ΔP_{err} est plus ou moins constant (voir figure 48). De cette dernière remarque, on peut déduire que la phase du vecteur résidu se situe dans l'intervalle de $[70^\circ, 280^\circ]$ (voir le graphe 3.13a). C'est dans cette zone que le minimum de ΔP_{err} a lieu.

4.3.2.3 Rendement global

D'après l'équation 3.19, le rendement η de l'amplificateur a pour expression :

$$\eta = \frac{P_{\text{out-ffd}}}{P_{\text{dc}}}$$

Et d'après l'équation 3.7

$$P_{\text{out-ffd}} = P_{\text{out-p}} + A1 + A2 + L2$$

avec :

$$P_{\text{out-p}} = 31.5\text{dBm}$$

$$A1 = -0.45\text{dB}$$

$$A2 = -0.44\text{dB}$$

L2 : negligible

on a : $P_{\text{out-ffd}} = 30.61\text{dBm} = 1.15\text{W}$

D'après l'équation 3.21

$$P_{\text{dc}} = P_{\text{p_dc}} + P_{\text{err_dc}} + P_{\text{control_dc}}$$

avec : $P_{\text{p_dc}} = 10.2\text{W}$

$$P_{\text{err_dc}} = 9\text{W}$$

$$P_{\text{control_dc}} = 0.8\text{W}$$

on obtient : $P_{\text{dc}} = 20\text{W}$

et le rendement a pour valeur :

$$\eta = 0.058$$

Le rendement de montage est de 5.8%, ce qui est normal pour un amplificateur à post-compensation conventionnel.

Rendement du système si on choisit un autre amplificateur dont le P1dB tient compte du niveau de suppression et dont le gain est de 35dB.

Si on choisit un amplificateur d'erreur reflétant la puissance maximale (colonne 6 du tableau IV), alors son P1dB sera calculé grâce à l'équation :

$$P1\text{dB} = P_{\text{err_max}} + G_e + \text{Marge} \quad \text{ici Marge est égale à } 4\text{dB}$$

La colonne 2 du tableau V donne les valeurs du P1dB pour chaque type d'amplificateur d'erreur et le rendement de l'amplificateur PC correspondant est donné dans la colonne 5 du même tableau. Quand il y a une bonne suppression des porteuses, le rendement augmente (voir la figure 49).

Dans le cas de notre montage, le système est stable pour un niveau de résidu +3dBr. Donc, si on utilise un autre amplificateur d'erreur ayant un gain de 35dB et un P1dB de 26.3dBm (voir la dernière ligne du tableau V), le système aura un rendement de 7.5%.

Tableau V

Amplificateur d'erreur en fonction du niveau de suppression.

Supp (dBr)	Error Ampl O/P P1dB	O/P P1dB (W)	Puissance Consommée	Rendement (%)
-10	21,9	0,160	1,570	9,15
-8	22,2	0,167	1,669	9,08
-6	22,4	0,176	1,755	9,02
-4	22,9	0,195	1,950	8,88
-2	23,7	0,237	2,370	8,60
0	24,3	0,270	2,700	8,39
+2	25,3	0,335	3,353	8,01
+3	26,3	0,425	4,248	7,54

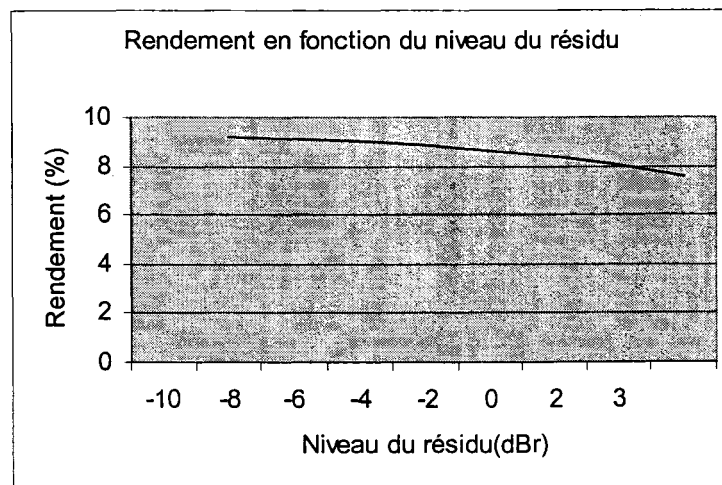


Figure 49 Rendement de l'amplificateur PC en fonction du niveau du résidu.

CHAPITRE 5

AMPLIFICATEUR À POST-COMPENSATION À BOUCLES AUXILIAIRES (Nouvelle Architecture)

5.1 Introduction

Le chapitre 3 et le chapitre 4 ont été consacrés à l'étude et à l'analyse de la topologie conventionnelle d'un amplificateur à post-compensation. On a vérifié que le système fonctionne si les conditions d'amplitude, de phase et de délai sont réunies. Ensuite, on a démontré que le niveau de suppression est sensible aux variations des erreurs de gain et de phase. Par ailleurs, l'étude du signal d'erreur a révélé que le comportement de son enveloppe dépend du niveau et de la phase du résidu des porteuses. Pour un niveau de résidu faible, on peut utiliser un amplificateur d'erreur moins puissant, ce qui tend à améliorer le rendement global de l'amplificateur à post-compensation. Cependant, la suppression des distorsions à la sortie de l'amplificateur PC nécessite, également, un recul important de la puissance de sortie de l'amplificateur d'erreur. Ceci a tendance à diminuer le rendement. Pour avoir un amplificateur le plus linéaire et le plus efficace possible, il faut réussir à trouver le bon compromis entre ces deux critères. Dans cette optique, l'analyse d'une nouvelle topologie est présentée dans ce chapitre. À travers cette analyse, on va démontrer que la solution proposée permet d'améliorer la linéarité et le rendement de l'amplificateur PC.

5.2 Analyse des alternatives de la topologie conventionnelle

Pour répondre aux exigences de grande linéarité et d'efficacité accrue, de nouvelles topologies ont vu le jour afin d'améliorer les performances de l'amplificateur PC. Dans ce qui suit, on présente deux concepts différents dont l'idée commune est d'effectuer deux opérations de linéarisation successives.

5.2.1 Amplificateur PC à double boucle

Dans le but d'améliorer les performances d'un amplificateur à post-compensation, une architecture à double boucle (*dual Feedforward Amplifier*) a été proposée [4]. Comme le montre la figure 50, cette architecture n'est qu'un amplificateur PC interne imbriqué dans un autre amplificateur PC externe.

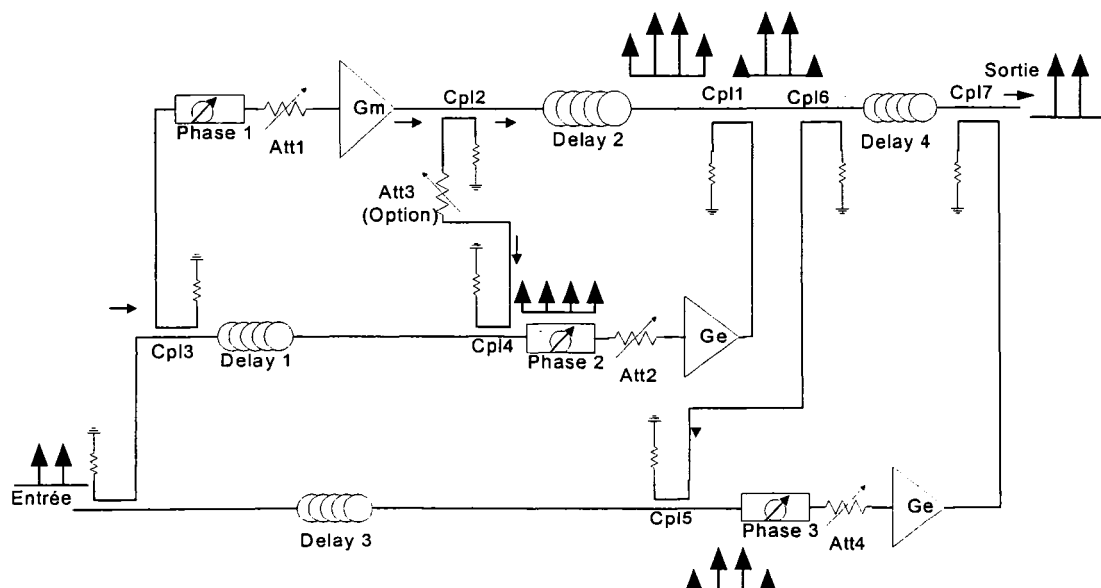


Figure 50 Amplificateur PC à double boucle.

Dans une première phase, l'amplificateur PC interne diminue les distorsions générées par l'amplificateur principal. Dans une deuxième phase, l'amplificateur PC externe diminue les distorsions résiduelles issues de l'amplificateur PC interne. En effet, cette méthode peut améliorer la performance de la linéarité. Toutefois, la présence de deux coupleurs supplémentaire et d'un deuxième amplificateur d'erreur fait diminuer la puissance RF et augmenter la puissance consommée. Donc, le rendement total d'une telle topologie décroît. En outre, cette solution n'est pas économique.

5.2.2 Combinaison prédistorsion/ post-compensation[1]

La combinaison de la technique post-compensation avec celle de la prédistorsion peut améliorer la performance de la linéarité, puisque ces deux méthodes opèrent en large bande. L'idée fondamentale de cette approche (voir figure 51), est d'effectuer une pré-linéarisation par la méthode de prédistorsion RF de l'amplificateur principal, avant d'appliquer la méthode PC sur son signal de sortie. Dans ce cas, la deuxième boucle diminuera davantage les produits d'intermodulation. Ainsi, on aura une amélioration de la linéarité d'environ 10dB comparativement à la topologie conventionnelle.

Puisque le niveau des produits d'intermodulation va diminuer, la puissance du signal de distorsion diminuera à son tour. Comme le montre la figure 52, le signal d'erreur sera dominé par le résidu des deux porteuses. La puissance maximale, la puissance moyenne et le rapport ΔP_{err} du signal d'erreur occuperont la partie supérieure des trois courbes de la figure 53. À cet endroit, la pente des trois courbes est très élevée, alors P_{moy} , P_{max} et ΔP_{err} seront très sensible aux variations du résidu des deux porteuses. Par contre, la boucle de suppression des distorsions ne sera pas aussi sensible aux variations des erreurs de gain et de phase que celle de la topologie conventionnelle pour atteindre le même degré de linéarité.

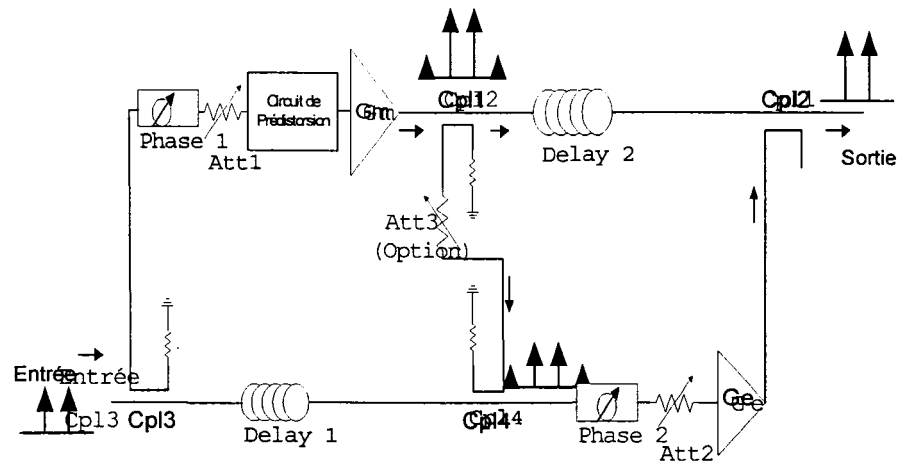


Figure 51 Linéarisation combinée; Prédistorsion/post-compensation.

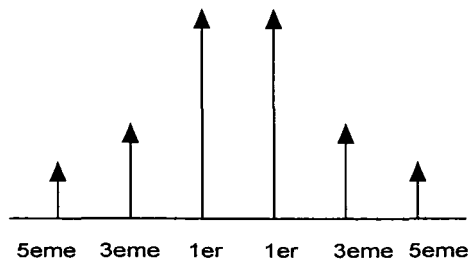


Figure 52 Signal d'erreur à la sortie de la boucle de suppression de la porteuse.

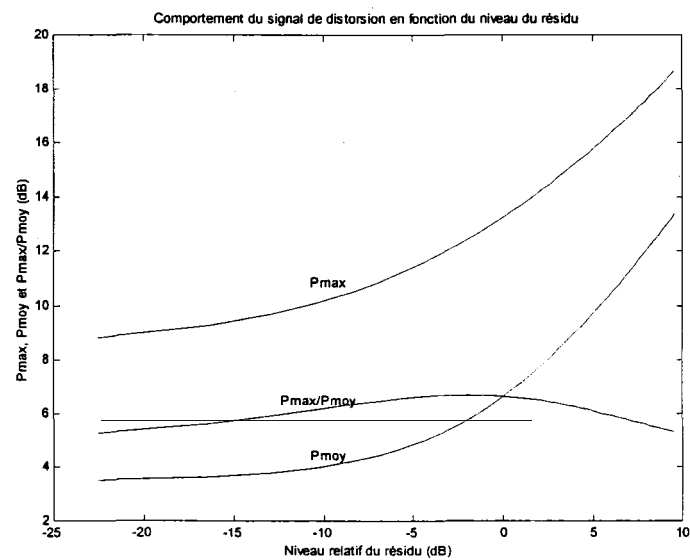


Figure 53 P_{\max} , P_{moy} et ΔP_{err} en fonction du niveau du résidu.

Cette solution peut procurer un rendement supérieur à celui d'un amplificateur PC conventionnel, si le choix de l'ampli tient compte de la puissance du signal d'erreur. En outre, elle est moins coûteuse que la solution proposée par la méthode PC à double boucle. Puisque cette méthode utilise un circuit de prédistorsion, elle inclut donc les désavantages de la technique de prédistorsion RF discutés au chapitre 2.

5.23 Nouvelle architecture d'un Amplificateur PC (Amplificateur À post-compensation à boucles auxiliaires)

En se basant sur une architecture conventionnelle, cette solution a pour principe d'effectuer l'opération de suppression (de la porteuse ou bien des distorsions) en deux phases distinctes. Comme on le voit sur la figure 54, cette méthode nécessite quatre boucles; deux boucles principales et deux boucles auxiliaires. Pour cette raison, la nouvelle topologie est appelée **amplificateur PC à boucles auxiliaires**. L'idée de cette technique est d'assurer une pré-suppression, de la porteuse ou bien des distorsions, par une boucle principale avant d'accomplir une suppression finale à l'aide d'une boucle auxiliaire.

Dans ce nouveau concept, le signal d'erreur (V_{err}) est obtenu en deux étapes. Dans un premier temps, on obtient un signal d'erreur préliminaire (V_{err1}) résultant de l'opération d'addition de deux vecteurs de même amplitude et en opposition de phase. Ces deux vecteurs représentent le signal d'entrée ainsi qu'un échantillon du signal de sortie de l'amplificateur principal. Dans un deuxième temps, on refait la même opération entre le signal d'erreur V_{err1} et un échantillon du signal d'entrée. Cette deuxième étape nous assure un certain niveau de suppression supplémentaire du résidu des porteuses contenu dans V_{err1} , qui est plus ou moins du même ordre que celui de la première étape. En effectuant ces même étapes pour la suppression des distorsions, on peut améliorer la linéarité d'environ 20dB par rapport à la topologie conventionnelle.

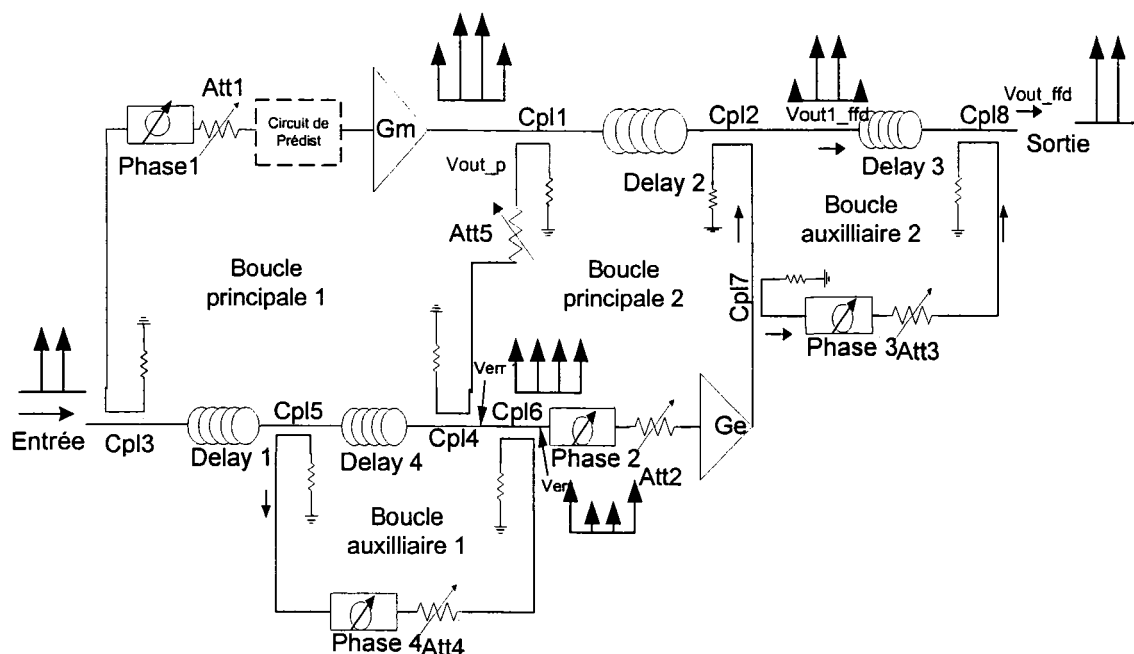


Figure 54 Nouvelle architecture d'un amplificateur PC.

Grâce à cette technique, le niveau du résidu dans le spectre de Verr devient plus petit que celui du spectre Verr1. Ainsi, en comparant Verr1 et Verr, on peut déduire qu'il y a réduction de la puissance du signal d'erreur entrant dans l'amplificateur d'erreur. En plus, P_{max} , P_{moy} et ΔP_{err} de Verr qui sont localisé dans la partie inférieure des courbes de la figure 53 deviennent peu sensible aux variations du niveau et de la phase du résidu des porteuses. Pour améliorer davantage la linéarité et réduire encore la puissance du signal d'erreur, on peut ajouter un circuit de prédistorsion avant l'amplificateur principal.

Le but de la première boucle auxiliaire est d'obtenir un signal de distorsion de faible puissance. Ainsi on pourra sélectionner un amplificateur d'erreur moins puissant de telle façon à obtenir un rendement total plus important que celui d'un amplificateur PC conventionnel. Le but de la deuxième boucle auxiliaire est d'améliorer la linéarité ou la sensibilité de l'amplificateur PC aux variations des erreurs du gain et de la phase.

Il faut noter que toutes les conditions qui assurent le bon fonctionnement de la topologie conventionnelle concernant l'amplitude, la phase et le délai, s'appliquent pour la nouvelle architecture et ceci pour les quatre boucles.

5.3 Analyse de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires

5.3.1 Conditions d'équilibre des deux boucles

Comme dans le cas d'un amplificateur à post-compensation conventionnelle, on doit assurer l'équilibre des deux boucles. En se référant à la figure 54, la condition d'équilibre due à la première boucle est donnée par :

$$L1 + L4 + A3 + A4 + A5 = C3 + Gp + C1 + L5 + C4 \quad (5.1)$$

avec :

L5 : pertes de l'atténuateur Att5

L4 : pertes dans la ligne à délai Delay 4

Pour la deuxième boucle il faut satisfaire la condition suivante :

$$L2 + A1 + A2 = C1 + L5 + C4 + A6 + Ge + A7 + C2. \quad (5.2)$$

A6 : pertes d'insertion du coupleur Cpl6

A7 : pertes d'insertion du coupleur Cpl7

C6 : facteur de coulage de Cpl6

C7 : facteur de coulage de Cpl7

L5 peut être déduite de l'équation (5.1), soit:

$$L5 = L1 + A3 + A4 + A5 - C3 - Gp - C1 - C4 \quad (5.3)$$

En utilisant l'équation (5.2), on peut déduire l'expression du gain de l'amplificateur d'erreur :

$$G_e = A_1 + L_2 + A_2 - C_1 - L_5 - C_4 - A_6 - A_7 - C_2 \quad (5.4)$$

En remplaçant L_5 par son expression de l'équation (5.3) dans l'équation (5.4) l'expression de G_e devient:

$$G_e = G_p + A_1 + L_2 + A_2 + C_3 - (A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_7 + L_1 + C_2) \quad (5.5)$$

De cette dernière équation, on peut déterminer le gain total de l'amplificateur PC, lorsque les boucles sont en équilibre et en tenant compte aussi de C_{pl8} .

$$G_{ff} = G_p + C_3 + A_1 + A_2 + A_8 + L_2 \quad (5.6a)$$

$$G_{ff} = G_e + C_2 + A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_7 + A_8 + L_1 + L_4 \quad (5.6b)$$

Et la puissance de sortie a pour expression :

$$P_{out-ffd} = P_{out-p} + A_1 + A_2 + A_8 + L_2 + L_3 \quad (5.7)$$

Où L_3 : pertes dans la ligne à délai Delay 3

A_8 : pertes d'insertion du coupleur C_{pl8}

De l'équation 5.6a, on peut constater que le gain total G_{ff} est affecté par la présence de trois coupleurs sur le chemin principal. Ceci conduit à la diminution de ce gain ainsi que de la puissance totale de sortie (équation 5.7), par une quantité correspondant aux pertes d'insertion de ces coupleurs. L'équation 5.6b nous montre que le gain G_e de l'amplificateur d'erreur et sa puissance de sortie doivent compenser les pertes supplémentaires introduites par les nouveaux éléments; C_{pl5} , C_{pl6} , C_{pl7} et Delay 4.

5.3.2 Réflexion d'énergie :

Dans l'ensemble, l'énergie réfléchie à l'entrée ou à la sortie de l'amplificateur PC n'est pas très différente de celle de la topologie conventionnelle. Effectivement, l'insertion des coupleurs Cpl5, Cpl6 et Dealy4 a légèrement amélioré le taux de réflexion à l'entrée. D'un autre côté, Cpl7 et Cpl8 et Delay3 n'ont pas un impact important sur le taux de réflexion à la sortie. Cependant, Cpl6 doit avoir une bonne isolation pour empêcher une fuite de Verr1 vers l'entrée.

5.3.3 Facteur de bruit

Dans la section 3.3.4 on a calculé le facteur de bruit de la topologie conventionnelle et on a déduit, d'une façon générale, que sa valeur dépend du facteur de bruit de l'amplificateur d'erreur et des pertes d'insertion des éléments qui sont connectés en aval : Cpl3, Cpl4, Cpl5, Delay1 et Delay2. Donc, le facteur de bruit de la topologie à boucles auxiliaires est décrit par l'expression suivante :

$$F_{ff} \text{ (dB)} = F_e - A_3 - A_4 - A_5 - A_6 - L_1 - L_4 \quad (5.8)$$

Comparativement à celui de la topologie conventionnelle, le facteur de bruit de la nouvelle architecture est un peu plus élevé par une quantité correspondant à la somme (en dB) des pertes d'insertion des composantes supplémentaires (Cpl6 et Cpl5 et Delay4).

5.3.4 Puissance de sortie de l'amplificateur d'erreur

La puissance de sortie a pour expression :

$$P_{1dB_{err}} = P_{err-max} + G_e + \text{Marge} \quad (5.9)$$

Avec : $P_{\text{err-max}} = P_{\text{err-moy}} + \Delta P_s$ (5.10)

Comme il a été déjà mentionné au chapitre 3, le choix de l'amplificateur d'erreur va donc dépendre de la puissance maximale de l'enveloppe du signal d'erreur des distorsions et du niveau de suppression des distorsions ciblé.

5.3.5 Rendement global

Le rendement d'un tel système dépend essentiellement de la puissance délivrée à la sortie de l'amplificateur PC et de la puissance consommée par les composantes de cette topologie, comme le montre l'expression suivante (ANNEXE 3, (3.1)):

$$\eta = \frac{P_{\text{ffd-out}}}{P_{\text{dc}}} \quad (5.11)$$

avec $P_{\text{dc}} = P_{\text{p-dc}} + P_{\text{err-dc}} + P_{\text{control-dc}}$ (5.12)

et $P_{\text{out-ffd}} = P_{\text{out-p}} + A1 + A2 + A8 + L2 + L3$ (5.13)

Comme c'est le cas pour l'amplificateur PC conventionnel, le rendement total dépend du choix des coupleurs qui se trouvent en amont de l'amplificateur principal (Cpl1, Cpl2 et Cpl8) et de la consommation de l'amplificateur d'erreur. L'analyse qui a été faite, au paragraphe 3.3.6, sur la sélection des coupleurs Cpl1 et Cpl2 d'une topologie conventionnelle est valide pour cette architecture. Cependant, la sélection de Cpl8 dépend du niveau minimal de suppression des distorsions par la boucle principale de suppression des distorsions, car si Cpl7 est du même type que celui de Cpl2, le facteur de couplage sera légèrement inférieur au niveau de suppression.

Exemple : si le niveau minimal de suppression de la boucle principale de suppression des distorsions est de 22dB, alors le facteur de couplage de Cpl8 peut avoir une valeur de 20dB. Ceci conduit à une perte d'insertion (A8) de 0.01dB. Dans ce cas, la puissance de sortie de cette topologie ne sera pas très différente de celle d'une topologie conventionnelle.

Le choix de l'amplificateur d'erreur dépend de la puissance maximale du signal d'erreur, qui dépend à son tour du niveau de l'amplitude et de la phase du signal résidu. La puissance maximale optimale peut être obtenue si on assure l'orthogonalité entre le résidu et les produits d'intermodulation (voir figure 25c).

Effectivement, la nouvelle topologie est caractérisée par une forte diminution du résidu qui conduit à une diminution de la puissance maximale du signal d'erreur. Alors le P1dB de l'amplificateur d'erreur de cette architecture sera plus petit que celui de la topologie conventionnelle, et ceci améliorera le rendement du système (voir équations 5.11-5.13). Cependant, ce P1dB doit également tenir compte du niveau de suppression désirée. Une bonne suppression des distorsions à la sortie de l'amplificateur PC, correspond à un recul important de la puissance de sortie de l'amplificateur d'erreur. Ceci fera augmenter sa consommation en puissance et diminuer le rendement total.

5.4 Simulations et réalisation

5.4.1 Simulation (HPADS)

Une série de simulations est exécutée pour analyser le comportement et les performances de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires. Tout d'abord, on modifie le diagramme de la topologie conventionnelle en ajoutant deux boucles supplémentaires (voir figure 55). Par la suite, on exécutera les mêmes opérations du chapitre 4 de façon à

faire la comparaison des résultats des types d'architecture. Les composants de la nouvelle topologie sont indiquées et décrites dans les tableaux VI et VII.

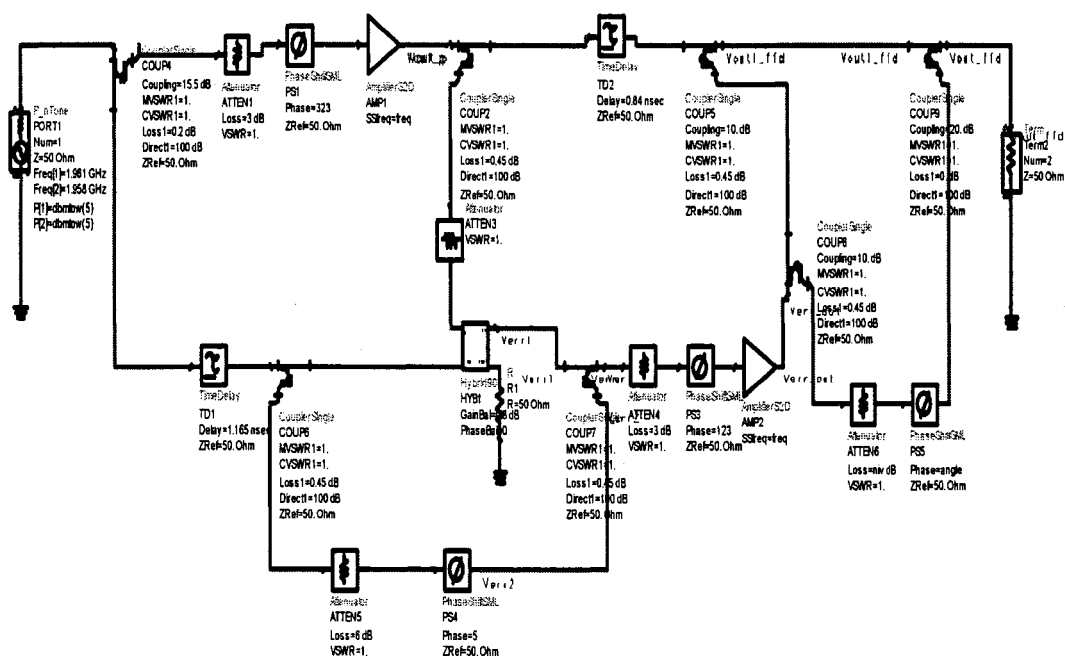


Figure 55 Diagramme de la nouvelle architecture de l'amplificateur PC (HPADS).

Tableau VI

Caractéristiques électriques des amplificateurs

Designation	Ampli principal	Amplifi d'erreur
P1dB (dBm)	31.5	29
Gain (dB)	38	35
IP3 (dBm)	40	38
Pdc (W)	10.2	9.0

Tableau VII
Caractéristiques des coupleurs

Les coupleurs	IL (dB)	Clp (dB)	ISO (dB)
Cpl3	-0,2	-15,5	-28,5
Cpl1	-0,45	-10,8	-33.0
Cpl2	-0,44	-10,9	-31,9
Cpl4	-3,2	-2,9	-30.0
Cpl5	-0.44	-10.9	-31.9
Cpl6	-0.42	-11.7	-28.0
Cpl7	-0.45	-10.0	-
Cpl8	-0.01	-20.0	-

Pour que le système fonctionne correctement, il faut que les conditions d'équilibre (équations 5.1 & 5.2) des deux boucles soient satisfaites et que le gain total soit déduit à l'aide des équations 5.6a et 5.6b. Le tableau VIII donne les valeurs de chaque élément de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires.

Tableau VIII
Valeurs des éléments dans les conditions d'équilibre

	Gff de la branche principale	Gff de la branche de référence	Équilibre de la Boucle 1	Équilibre de la Boucle 2
Facteur de couplage de Cpl3 (dB)	-15,5		-15,5	
Pertes d'insertions de Cpl3 (dB)		-0,2	0,2	
Pertes d'insertions de Cpl5 (dB)		-0,44	0,44	
Pertes d'insertions de Cpl6 (dB)		-0,42		-0,42
Phase Shifter (dB)	-1	-1,1	-1	-1,1
Variable Atten (dB)	-3,5	-1,1	-3,5	-1,1
Gain de l'amplificateur principal (dB)	38		38	
Gain de l'amplificateur d'erreur (dB)		35		35
Facteur de couplage de Cpl7 (dB)		-0,45		-0,45
Facteur de couplage de Cpl1 (dB)			-10,8	-10,8
Pertes d'insertions de Cpl1 (dB)	-0,45			0,45
Insert Loss of the Delay Line (dB)	-0,8	-0,8	0,8	0,8
Facteur de couplage de Cpl2 (dB)		-10,9		-10,9
Pertes d'insertions de Cpl2 (dB)	-0,44			0,44
Facteur de couplage de Cpl4 (dB)			-2,9	-2,9
Pertes d'insertions de Cpl4 (dB)		-3,2	3,2	
Atténuateur Att5 (dB)			-9	-9
Facteur de couplage de Cpl8 (dB)		-0,01		
Somme (dB)	16,31	16,38	-0,06	0,02

5.4.1.1 Boucle de suppression de la porteuse

Pour un test à deux porteuses, le spectre de fréquence à la sortie de l'amplificateur de puissance est illustré par la figure 56. Le niveau des produits d'intermodulation est de -23dBc.

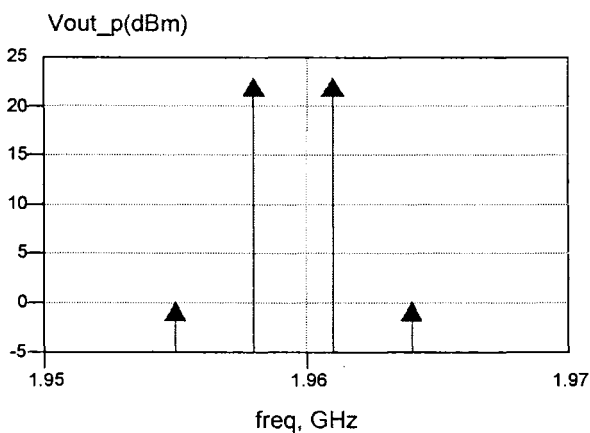


Figure 56 Spectre du signal de sortie de l'amplificateur principal, Vout_p.

À la sortie de la boucle principale de suppression de la porteuse, le signal de distorsion préliminaire est désigné par Verr1 (voir la figure 57). À cette étape le système de contrôle assure une suppression de 23dB. Ce qui est réalisable et stable.

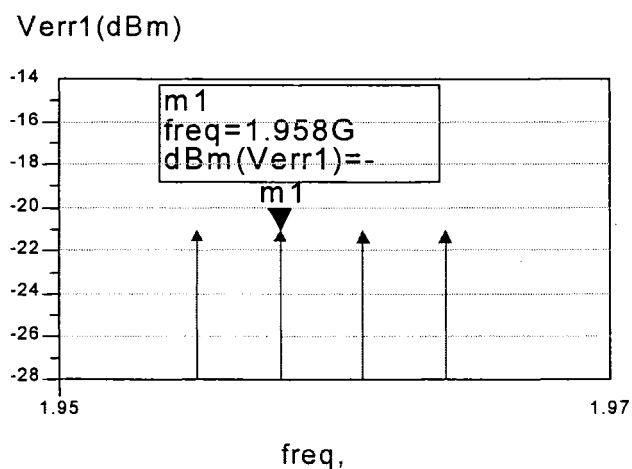


Figure 57 Signal de distorsion préliminaire, Verr1.

Un échantillon du signal d'entrée (figure 58) est combiné en opposition de phase avec Verr1 afin d'effectuer une suppression supplémentaire des porteuses et de générer le signal de distorsion final dont le spectre est illustré par la figure 59.

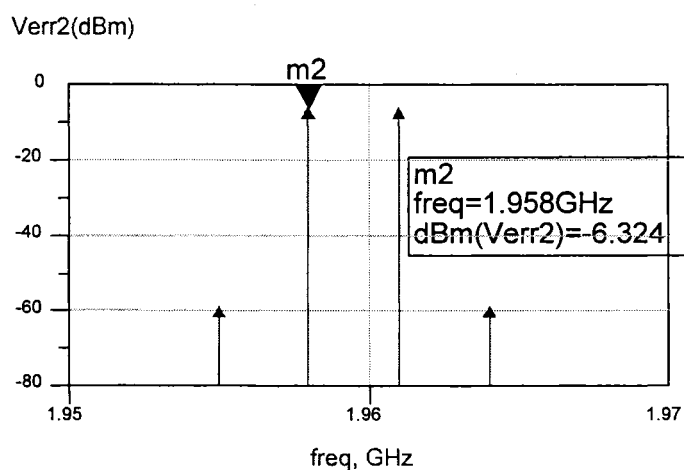


Figure 58 Signal de référence de la boucle auxiliaire pour la suppression de la porteuse.

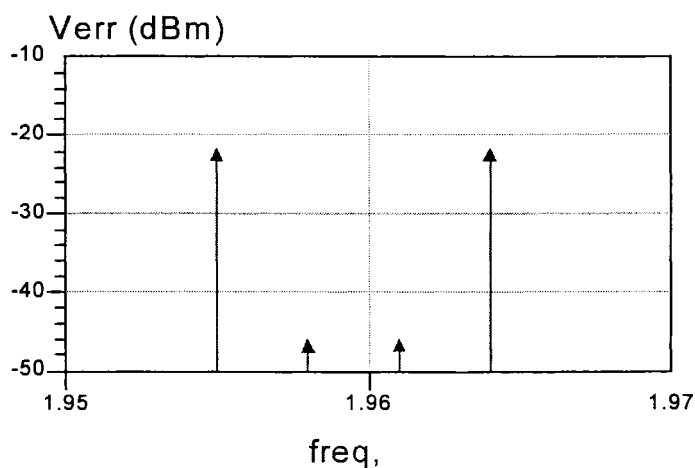


Figure 59 Le signal de distorsion final.

La suppression réalisée par cette boucle auxiliaire est de 24dB. À l'aide de la combinaison de la boucle principale avec la boucle auxiliaire, la suppression totale des porteuses est de 47dB. Pour une suppression préliminaire de 23dB, la sensibilité du

résidu des deux porteuses en fonction de Phase4 et Att4 est montrée dans les figures 60a et 60b. Dans ce test, on fait varier Phase4 par pas de 2deg et Att4 par pas de 0.2dB.

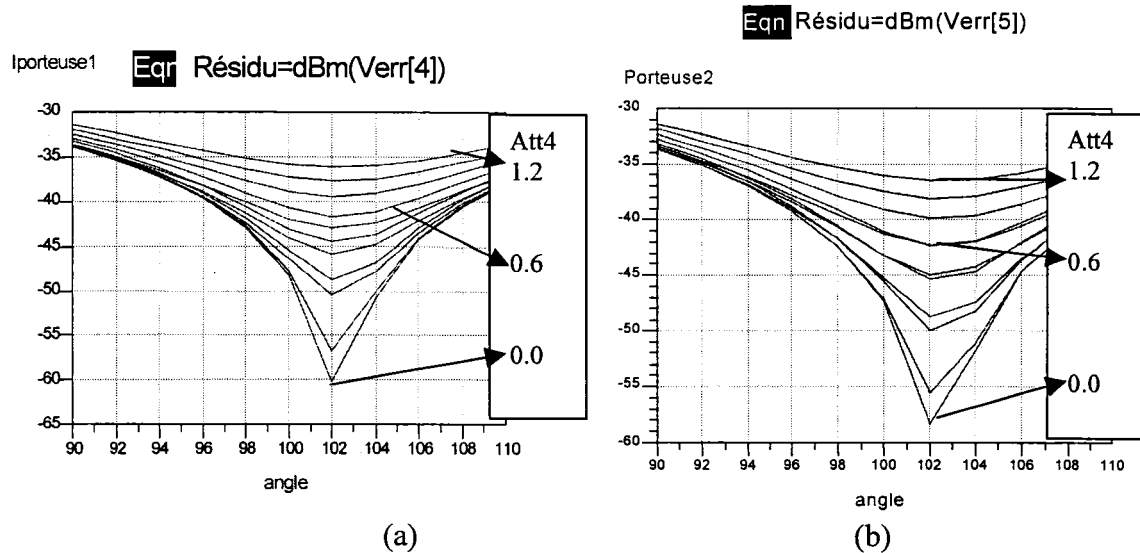


Figure 60 Sensibilité du résidu des deux porteuses en fonction de Att4 (dBr).

Si on compare ce résultat à celui de la topologie conventionnelle (voir figure 31), on peut déduire que pour un même niveau de suppression des porteuses, le signal de distorsion généré par la nouvelle topologie est peu sensible au système de contrôle (ici Att4/Phase4). Par exemple, une suppression des porteuses de 35dB requiert une précision d'environ $\pm 0.7^\circ$ sur la phase, pour la topologie conventionnelle, alors que cette précision est de $\pm 5^\circ$ pour la nouvelle topologie.

5.4.1.2 Boucle de suppression des distorsions

La suppression des distorsions se fait aussi en deux étapes. Une suppression préliminaire est accomplie par la boucle principale de suppression des distorsions suivie par une suppression finale. Cette dernière étape est réalisée par la boucle auxiliaire de suppression des distorsions.

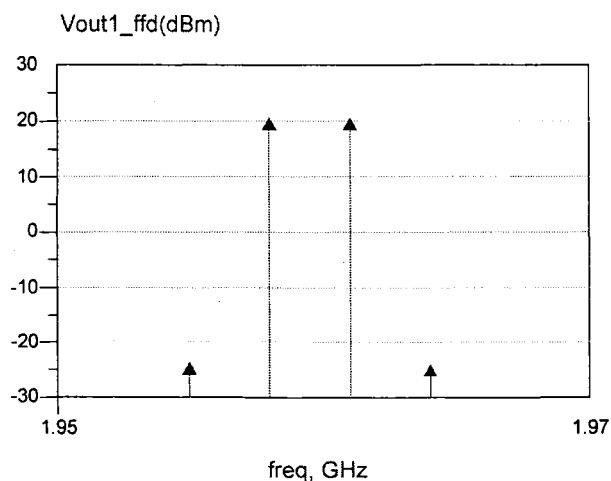


Figure 61 Suppression préliminaire des distorsions.

En ajustant Att2 et Phase2, les produits d'intermodulation, à la sortie de Cpl2, sont atténués de 24dB (figure 61). Cette suppression préliminaire des distorsions est suivie d'une opération de suppression supplémentaire. Cette dernière est réalisée à l'aide du circuit de contrôle composé de Att3 et Phase3. La figure 62 montre que la suppression totale est de 58dB, ce qui implique que la boucle auxiliaire 2 a amélioré la linéarité de 34dB.

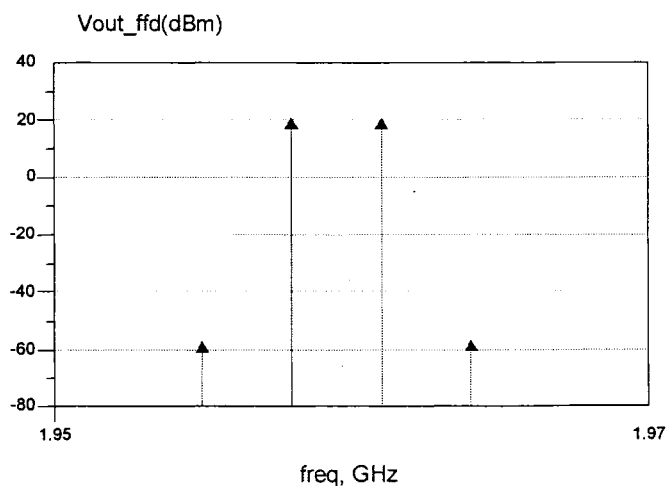


Figure 62 : Suppression finale des distorsions.

La sensibilité de la suppression des produits d'intermodulation est illustrée par les figures 63a et 63b. Comparativement à la topologie conventionnelle, la suppression des distorsions de cette topologie n'est pas sensible aux variations de Att3 et de Phase3, pour atteindre un même niveau de linéarité (voir aussi figure 34). Par exemple, une suppression des distorsions de 40dB requiert une précision d'environ $\pm 0.6^\circ$ sur la phase pour la topologie conventionnelle, alors que cette précision est de $\pm 4^\circ$ pour la nouvelle topologie.

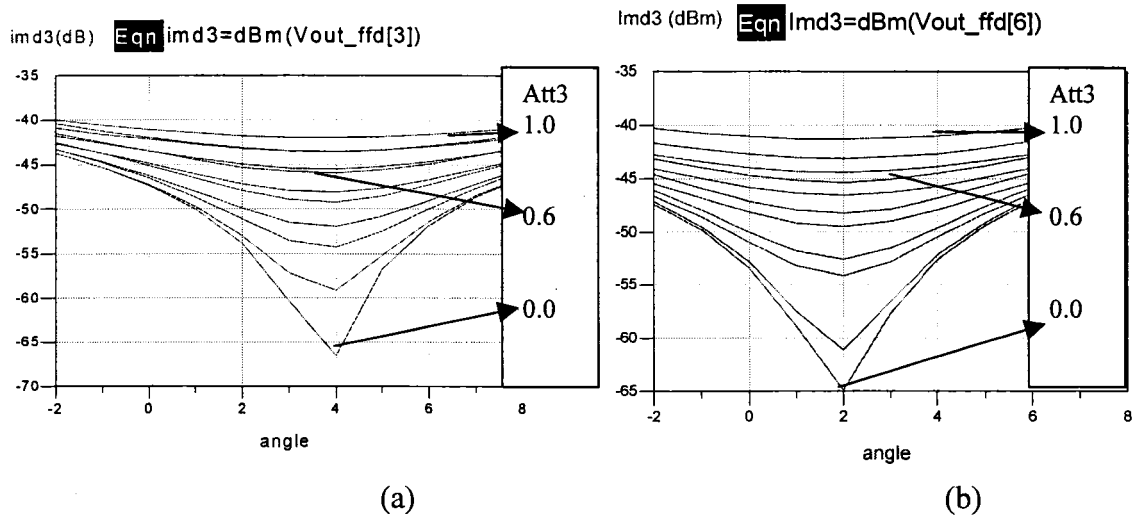


Figure 63 Sensibilité de la suppression des distorsions en fonction de Att3 (dBr).

En faisant varier Att3 par un pas de 0.2dB et Phase3 par un pas de 1° , la figure 63 montre qu'un niveau de suppression de 65dB peut être réalisé.

5.4.2 Réalisation

Pour réaliser un amplificateur PC à boucles auxiliaires, on ajoute deux boucles supplémentaires à la topologie conventionnelle (voir la figure 64). Chaque boucle se compose de deux coupleurs, d'un atténuateur variable et d'un déphaseur variable.

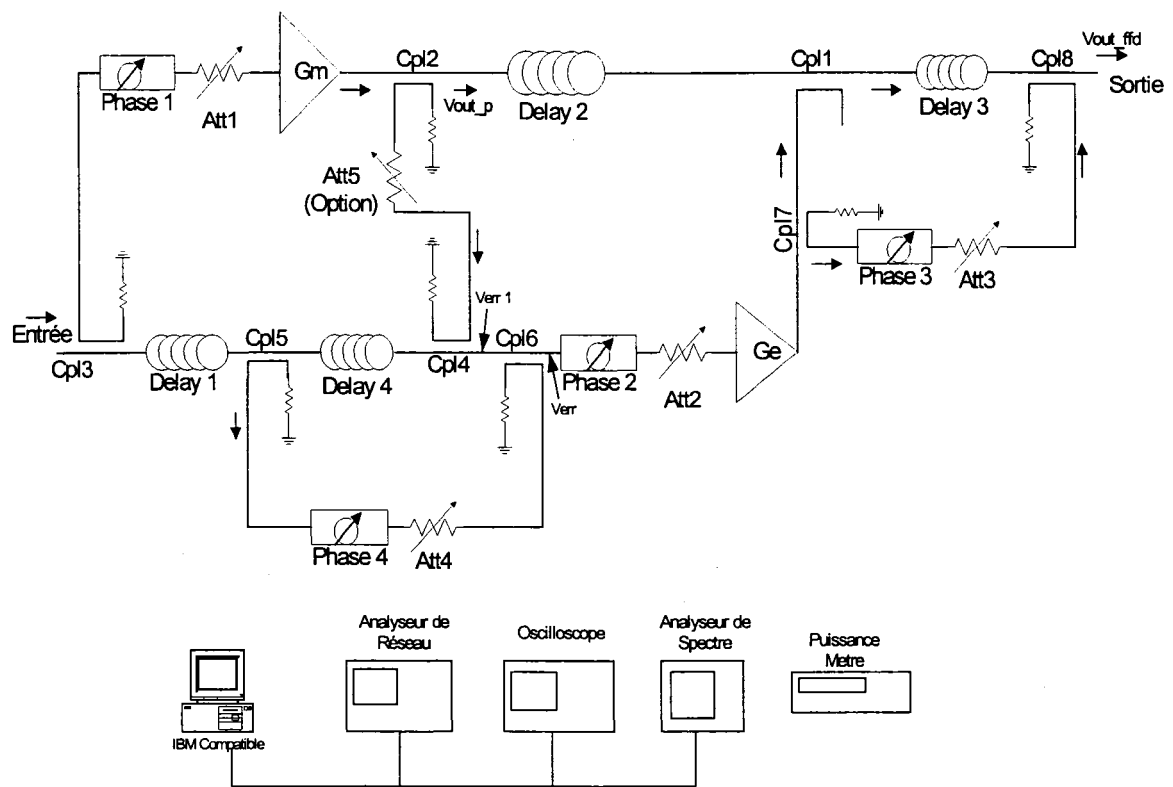


Figure 64 Test de l'amplificateur à post-compensation à boucles auxiliaire.

5.4.2.1 Alignement

Avant de procéder aux tests de performance de cette nouvelle topologie, on doit faire un ajustement d'amplitude, de phase et de délai. En utilisant l'Analyseur de Réseau, chaque boucle est alignée en deux étapes.

Dans ce qui suit, on explique la procédure d'alignement de la boucle principale et de la boucle auxiliaire pour la suppression de la porteuse. La première étape de cette opération a pour but d'aligner la boucle principale seule (voir figure 65) par le biais de Att1, de Phase1 et de Delay1. On doit s'assurer que Delay4 correspond au délai de groupe de la branche inférieure de la boucle auxiliaire. Le résultat de cette opération est illustré par la figure 66, indiquant une suppression préliminaire de la porteuse de l'ordre de 30dB. Dans la deuxième étape, on insère la boucle auxiliaire (voir figure 67) et on ajuste Att4 et Phase4 de telle façon à obtenir le maximum de suppression de la porteuse. Le résultat de cette opération est illustré par la figure 68 qui représente la suppression finale. On suit les mêmes étapes pour aligner la boucle principale et la boucle auxiliaire pour la suppression des distorsions.

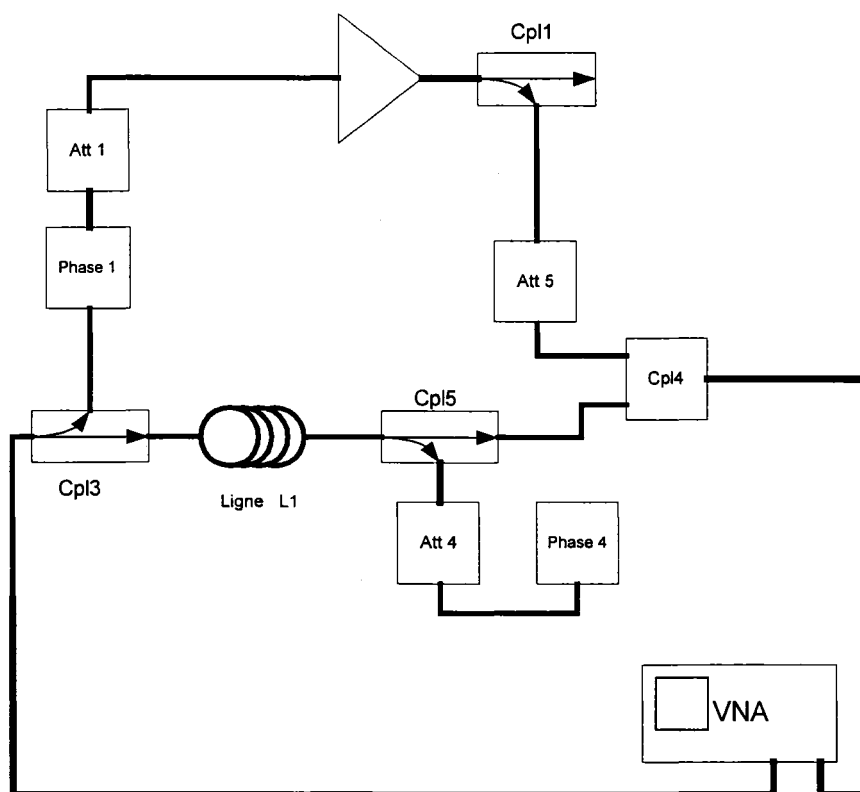


Figure 65 Ajustement de la boucle principale de pré-suppression de la porteuse

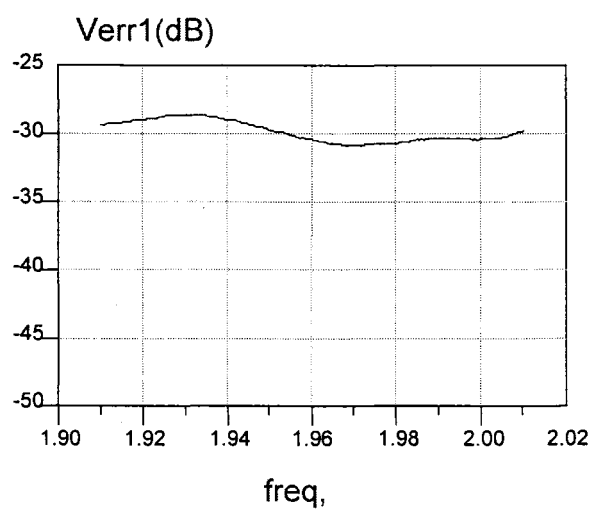


Figure 66 Signal de distorsion après ajustement de Att1, Phase1 et Delay1.

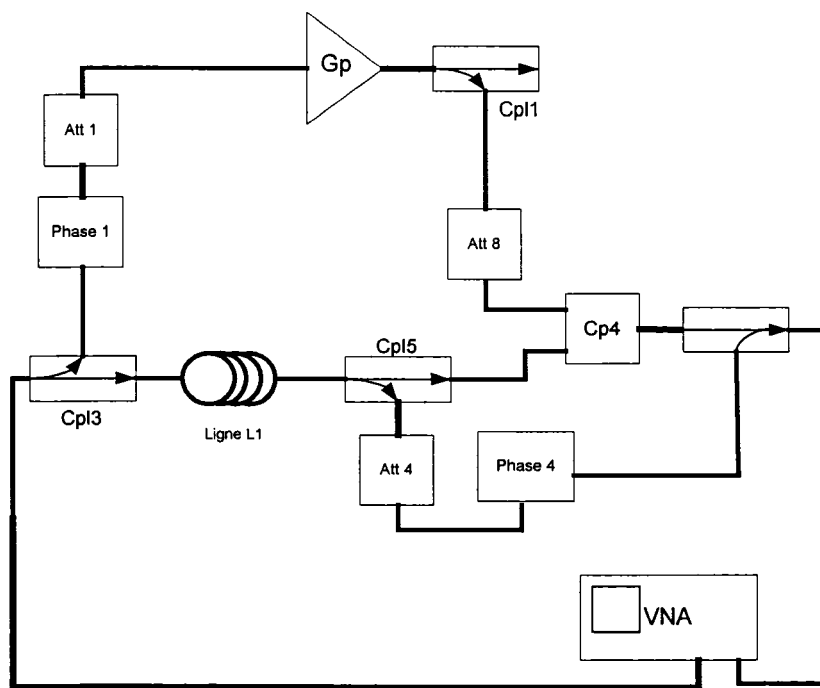


Figure 67 Ajustement de Att4 et Phase4 pour une suppression finale de la porteuse.

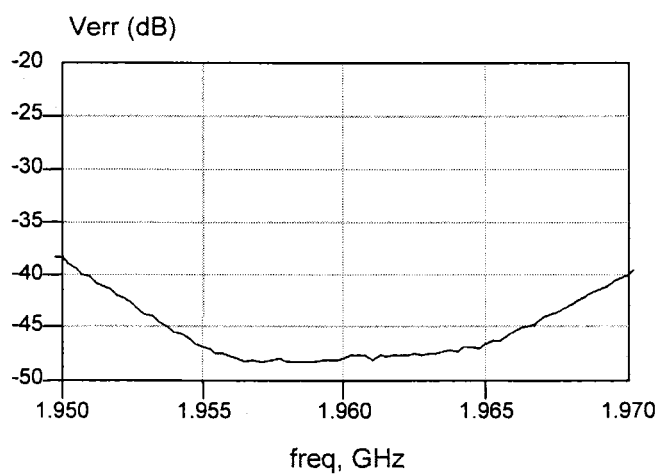


Figure 68 Suppression finale réalisée à l'aide de Att4 et de Phase4.

5.4.2.2 Vérification des performances

A) La linéarité

Le test le plus utilisé pour vérifier la linéarité du système, c'est le test à deux porteuses. Comme le montre la figure 69, on utilise deux générateurs RF et un combineur de puissance pour obtenir un signal d'entrée composé de deux porteuses espacées de 2Mhz. Chacun des deux générateurs ne transmet qu'une seule fréquence. L'amplificateur principal doit générer des produits d'intermodulation assez élevé pour démontrer que l'architecture à boucles auxiliaires réalise un niveau de linéarité assez important. Cependant, la puissance maximale émanant des deux générateurs n'est pas assez élevée pour obtenir de hauts produits d'intermodulation à la sortie de l'amplificateur principal. Pour ce faire on a amplifié ce signal à l'aide d'un amplificateur pilote dont le P1dB est de 26dBm. La puissance du signal de sortie de l'amplificateur principal est d'environ 30dBm.

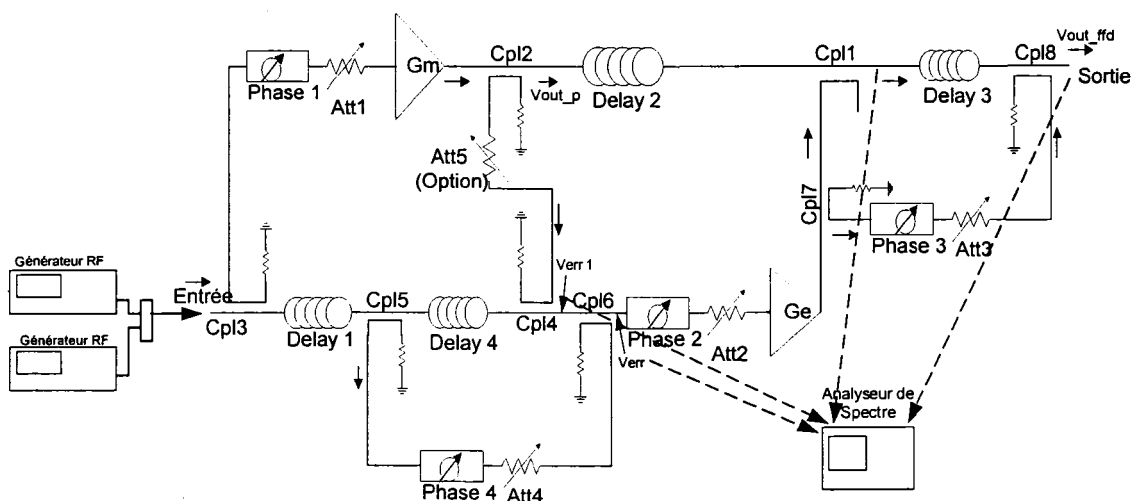


Figure 69 Montage pour le test à deux porteuses.

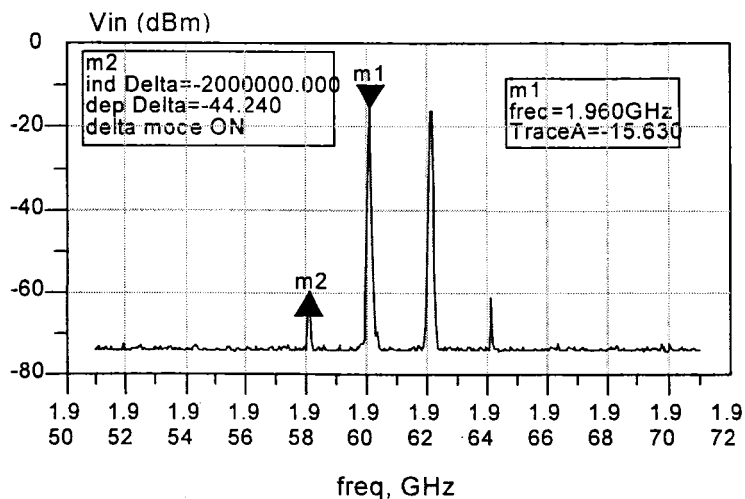


Figure 70 Le signal d'entrée à l'amplificateur PC à boucles auxiliaire.

Comme le montre la figure 70, le signal d'entrée n'est pas parfait, car il y a présence de produits d'intermodulation générés par l'amplificateur pilote. Le spectre du signal de sortie de l'amplificateur principal est illustré par la figure 71. Celle-ci montre qu'il y a présence de produits d'intermodulation de niveau de -18dBc . Après deux suppressions consécutives des deux porteuses par la boucle principale et par la boucle auxiliaire, le niveau total de suppression des deux porteuses est de 40dB (voir la figure 72).

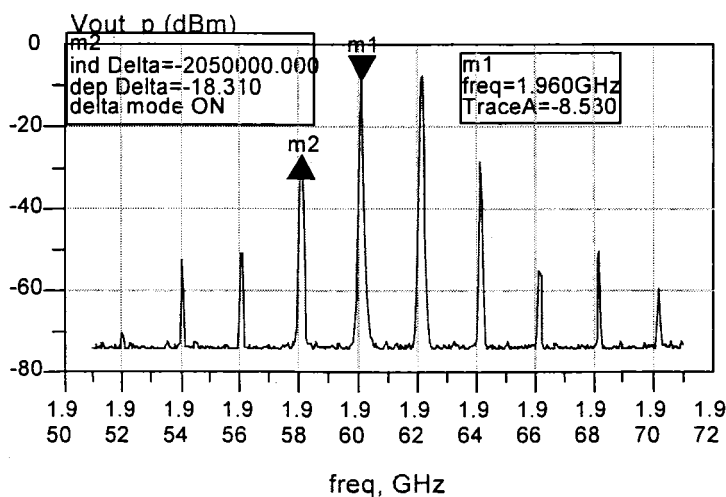


Figure 71 Spectre fréquentiel à la sortie de l'amplificateur principal.

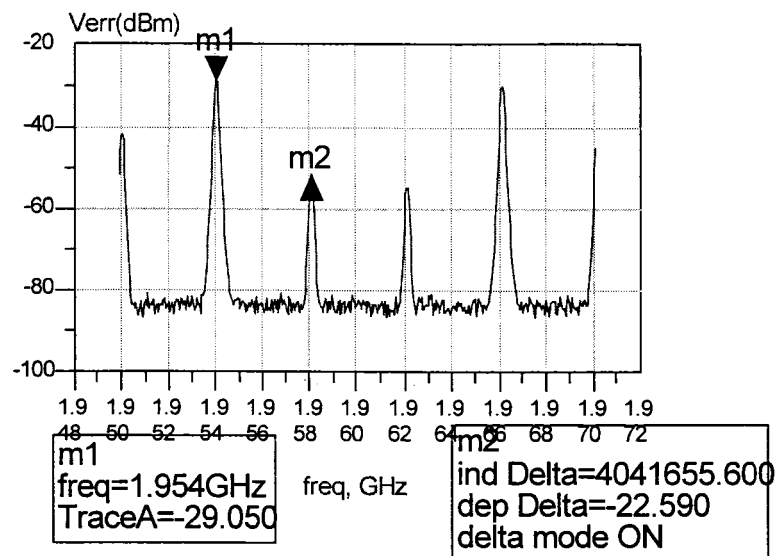


Figure 72 Signal de distorsion à la sortie de la boucle auxiliaire.

La boucle principale de suppression des distorsions accomplit une suppression préliminaire dont le résultat est illustré par la figure 73. La boucle auxiliaire de suppression des distorsions assure la suppression finale (voir la figure 74). La suppression totale est de plus 43dB.

Comme on peut le constater dans les figures 73 et 74, le système de contrôle n'a supprimé que le produit du 3^{ième} ordre. La cause principale de ce phénomène est la présence des produits d'intermodulation dans le signal d'entrée. Au cours de l'opération de suppression des deux porteuses, ces produits du 3^{ième} ordre présents dans le signal de référence se sont combinés avec les produits d'intermodulation émanant de l'amplificateur principal. Cette opération a modifié le spectre du signal d'erreur (Verr). Dans ce cas, ce dernier ne reflète plus les produits d'intermodulation générés par l'amplificateur principal, ce qui limite la suppression des distorsions à la sortie de l'amplificateur PC.

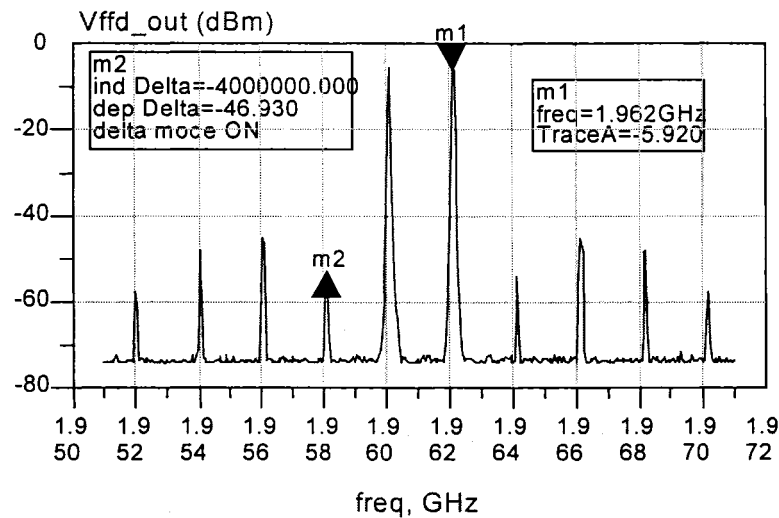


Figure 73 Suppression préliminaire des distorsions.

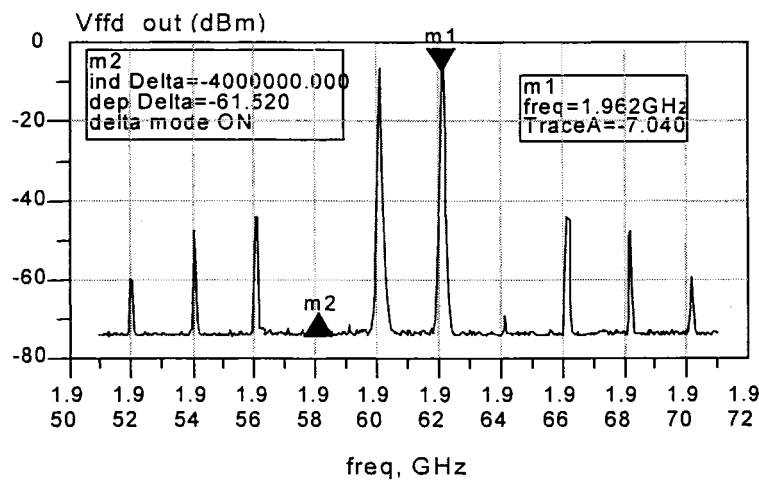


Figure 74 Suppression finale des distorsions.

B) Caractéristiques du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu

Au port de sortie du coupleur Cpl6, on connecte un analyseur de spectre et un détecteur RF. Ce dernier est connecté, à son tour, à un oscilloscope (voir figure 75). On mesure la tension moyenne (V_{moy}) et maximale (V_{max}) de l'enveloppe du signal d'erreur en fonction du niveau relatif du résidu et on calcule le rapport ΔP_{err} ($V_{\text{max}}/V_{\text{moy}}$). À l'aide du puissance-mètre, on mesure la puissance moyenne du signal d'erreur ($P_{\text{in err moy}}$). La

puissance maximale du signal de distorsion à l'entrée de l'amplificateur d'erreur ($P_{in_err_max}$) est déduite à partir du rapport ΔP_{err} et de $P_{in_err_moy}$ (voir tableau IX).

Les résultats des mesures de la puissance moyenne, de la puissance maximale et du rapport ΔP_{err} illustrés par les figures 76-78, coïncident avec les résultats des simulations de la section 3.4.2. Ici ΔP_{err} varie entre 1.6 et 4.2 dB alors qu'il était presque constant dans le cas de l'amplificateur PC conventionnel (autour de 2.4dB). Ceci montre que ΔP_{err} dépend de la phase du résidu, tel que stipulé au paragraphe 3.4.2 (voir aussi la figure 24).

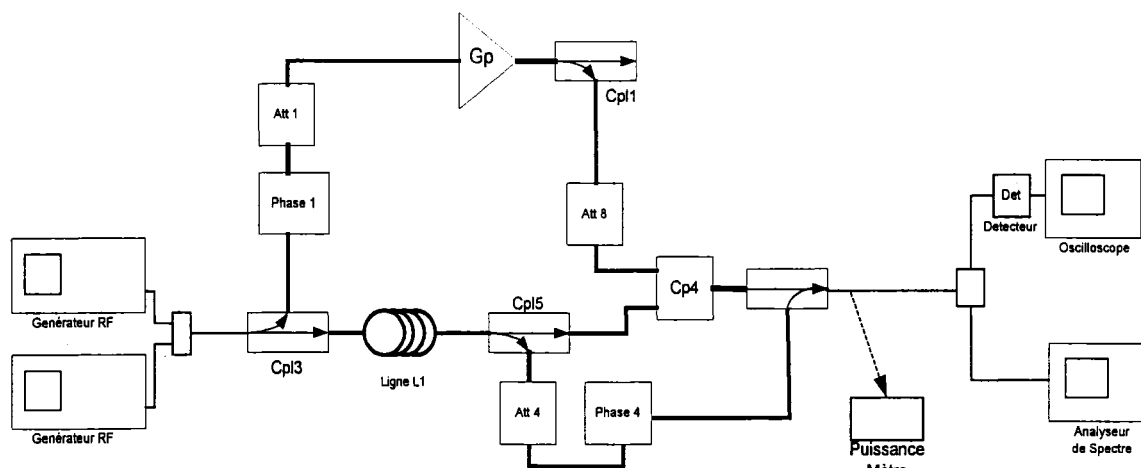


Figure 75 Mesure de la puissance du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.

Tableau IX

Caractéristique du signal d'erreur

Suppression (dBr)	V_{\max} (mV)	V_{moy} (mV)	V_{\max}/V_{moy} (dB)	$\text{Pin}_{\text{err_moy}}$ (dBm)	$\text{Pin}_{\text{err_max}}$ (dBm)
-11	-8,1	-6,7	1,65	-16,3	-14,6
-10	-8,1	-6,6	1,78	-16,3	-14,5
-8	-8,4	-6,5	2,23	-16,1	-13,9
-6	-9,6	-7	2,74	-16	-13,3
-4	-10,9	-7,5	3,25	-15,6	-12,4
-2	-12,4	-8,2	3,59	-14,8	-11,2
0	-13,5	-8,4	4,12	-14,2	-10,1
2	-18,1	-11,2	4,169	-13,1	-8,9
4	-23,3	-14,4	4,180	-12	-7,8
6	-26,3	-16,8	3,89	-11,1	-7,2

Remarque : Les tensions à la sortie du détecteur RF sont négatives.

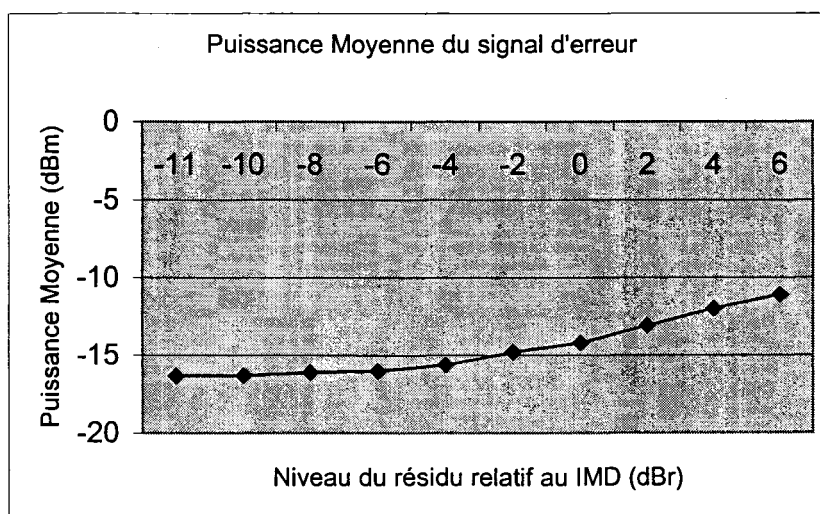


Figure 76 Puissance moyenne du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.

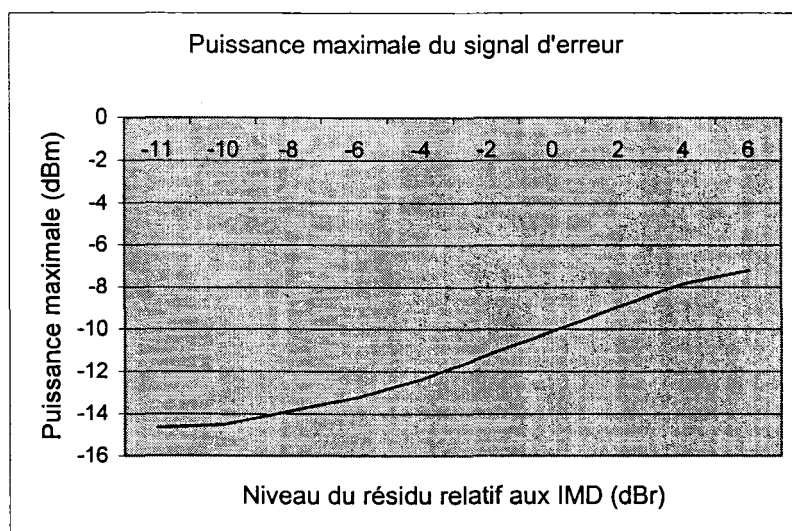


Figure 77 Puissance maximale du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu.

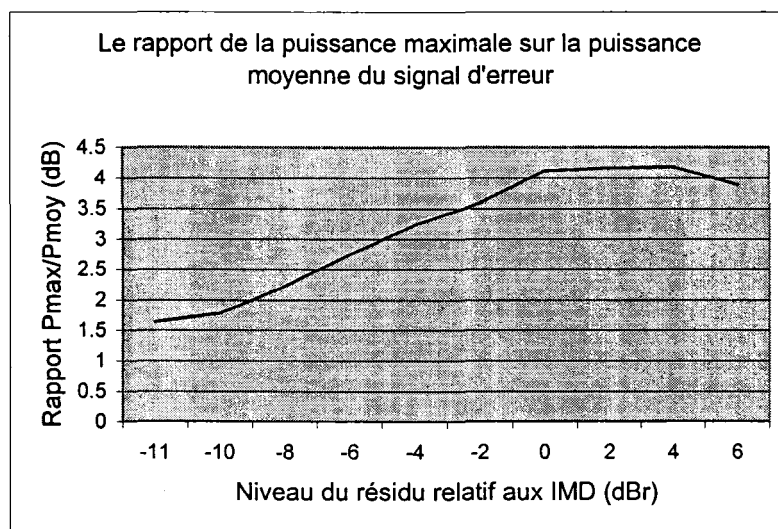


Figure 78 Le rapport ΔP_{err} en fonction du niveau du résidu.

C) Influence de la phase du résidu sur la puissance du signal d'erreur

Dans la section précédente, on a vérifié le comportement du signal d'erreur en fonction du niveau du résidu. Dans cette section, on se propose de vérifier son comportement en fonction de la phase. Donc, pour un niveau relatif du résidu de 0dBr, on fait varier sa phase à l'aide d'un déphaseur variable, Déphase (voir la figure 79).

Du point de vue pratique, à l'aide de la boucle auxiliaire de suppression des porteuses, le résidu des deux porteuses est atténué au maximum (à environ -10dBr). Comme le montre la figure 79, on ajoute au signal de distorsion résultant (Verr) un échantillon du signal d'entrée. Ce dernier sera considéré comme le nouveau résidu dont l'amplitude est ajustée à 0dBr.

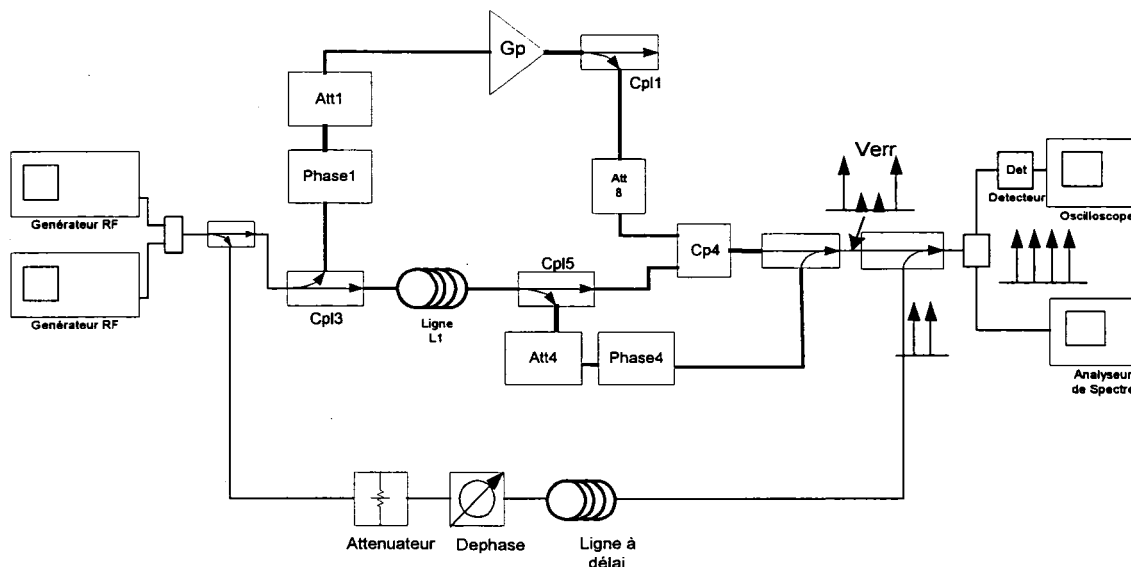


Figure 79 Vérification de l'influence de la phase du résidu sur le signal d'erreur

En faisant varier la phase du résidu la tension détectée passe par des maxima et des minima, comme le montrent les figures 80 et 81. Le tableau X indique les valeurs des tensions maximales et minimales détectées dans deux situations extrêmes. Les signes (-),

apparaissant avant chaque valeur, indiquent que le détecteur RF, utilisé dans ce montage, est un détecteur à tension négative.

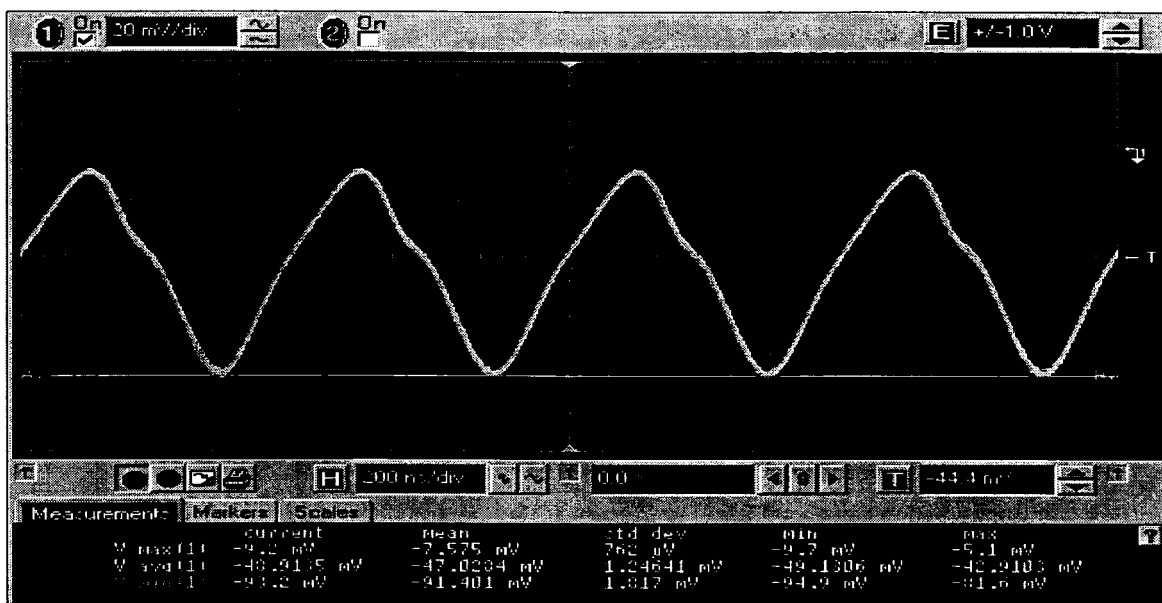


Figure 80 L'enveloppe du signal d'erreur pour maximum de puissance détectée

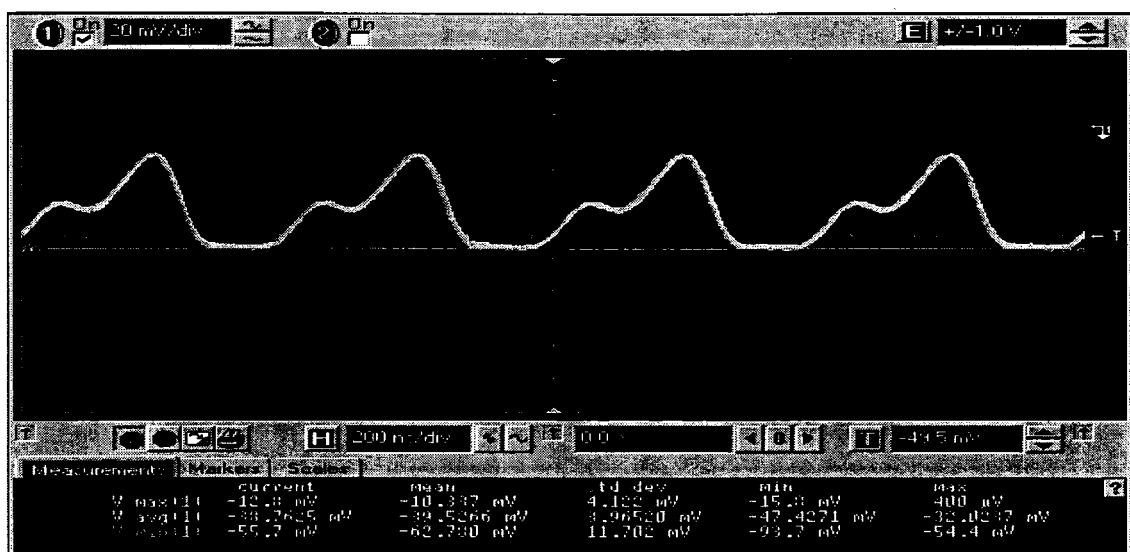


Figure 81 L'enveloppe du signal d'erreur pour minimum de puissance détectée.

Tableau X

Puissance du signal d'erreur détectée en fonction de la phase du résidu

Désignation	Tension Maximale	Tension Moyenne	ΔP_{err}
Figure 5.31	-91.4mV	-47.0mV	5.8dB
Figure 5.32	-62.8mV	-39.5mV	4.0dB
Le rapport	3.3dB	1.5dB	1.8dB

Remarque : *Il faut utiliser l'abaque du détecteur pour établir la correspondance entre la puissance du signal RF (à l'entrée), et la tension continue détectée à sa sortie. Cependant, on peut utiliser la formule $20\text{Log}(V_{max}/V_{min})$ comme expression approximative pour calculer ΔP_{err} , par exemple.*

Les résultats du tableau X convergent vers les résultats de la simulation illustrée par la figure 82 (voir aussi le paragraphe 3.4.2). Ce test confirme que la phase affecte la forme de l'enveloppe du signal d'erreur. En conséquence, il affecte la puissance moyenne et la puissance maximale du signal d'erreur lui-même. La dernière ligne du tableau X (le rapport) indique la variation (en dB) de la puissance maximale, la puissance moyenne et celle de ΔP_{err} en fonction de la phase du résidu.

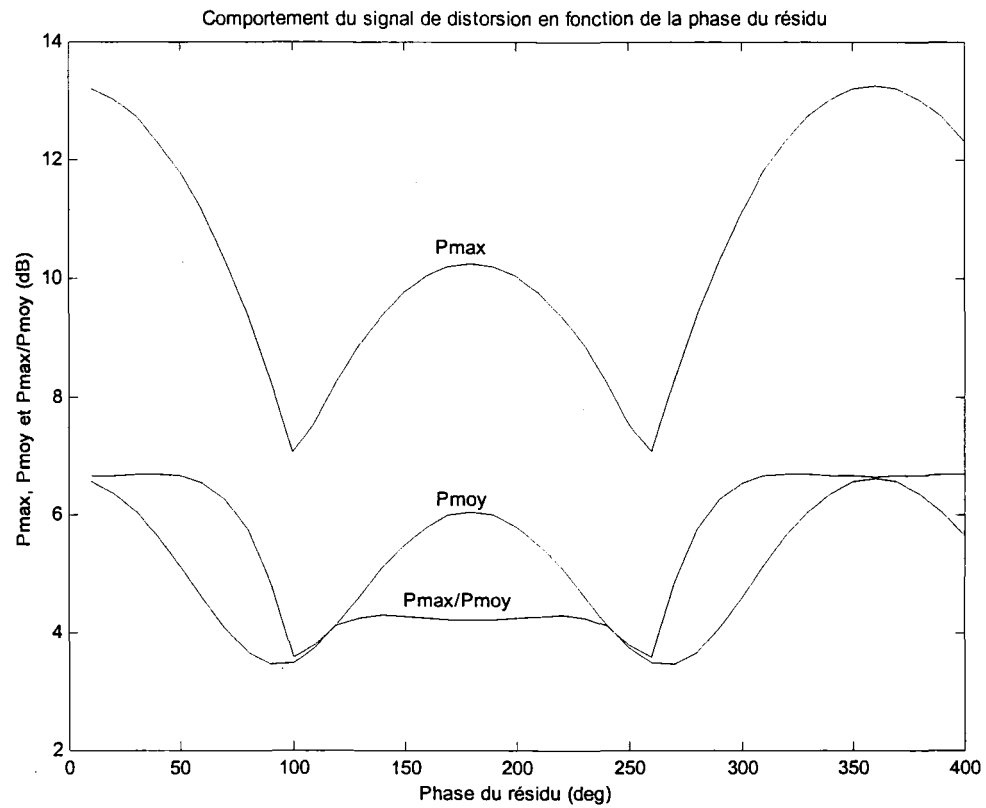


Figure 82 L'enveloppe du signal d'erreur en fonction de la phase du résidu.

D) Le rendement global

D'après l'équation 3.19, le rendement η de l'amplificateur a pour expression :

$$\eta = \frac{P_{ffd_out}}{P_{dc}}$$

avec $P_{dc} = P_{p_dc} + P_{err_dc} + P_{control_dc}$

et $P_{out_ffd} = P_{out_p} + A1 + A2 + A8$

Pour $P_{out_p} = 31.5\text{dBm}$

$A1 = -0.45\text{dB}$

$$A_2 = -0.44\text{dB}$$

$$A_8 = -0.01\text{dB}$$

alors $P_{\text{out-ffd}} = 30.6 \text{ dBm} = 1.15\text{W}$

et pour $P_{p_dc} = 10.2\text{W}$

$$P_{\text{err_dc}} = 9\text{W}$$

$$P_{\text{control_dc}} = 0.8\text{W}$$

alors $P_{dc} = 20\text{W}$

le rendement est donc de : $\eta = 0.058$ ou bien $\eta = 5.8\%$

Ce rendement n'est pas différent de celui de la topologie conventionnelle puisqu'on a utilisé les mêmes amplificateurs. Les pertes d'insertions du coupleur Cpl8 sont trop négligeables pour affecter la puissance RF de sortie.

Si on choisit un amplificateur d'erreur, opérant en classe A et de rendement 10%, qui tient compte de la puissance maximale du signal d'erreur, alors son P1dB sera calculé à l'aide de l'équation :

$$P1\text{dB} = P_{\text{err_max}} + G_e + \text{Marge}$$

Ici "Marge" exprime le recul de puissance que l'amplificateur doit avoir pour qu'il fonctionne dans sa zone linéaire. Pour un recul de puissance de 4dB, la colonne 2 du tableau XI donne la valeur du P1dB pour chaque amplificateur d'erreur et le rendement total correspondant est illustré par la colonne 5. Les figure 83 et 84 confirment que le choix de l'amplificateur d'erreur en fonction du niveau de suppression des porteuses améliore le rendement de l'amplificateur PC.

Dans le cas de notre montage, le système est stable pour un niveau de résidu -11dBr. Donc, pour un niveau relatif du résidu de -11dBr et un recul de puissance de 4dB, on peut choisir un amplificateur d'erreur opérant en classe A et dont le P1dB est supérieur à 22.3dBm. En tenant compte de la puissance RF de sortie et de la puissance totale consommée, le rendement de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires est de 9.0%.

Tableau XI

Choix de l'amplificateur d'erreur en fonction du niveau de suppression.

Résidu (dBr)	Error Ampl O/P P1dB	O/P P1dB (W)	Puissance Consommée	Rendement (%)
-11	22,3	0,172	1,717	9,04
-10	24,5	0,280	2,804	8,33
-8	25,1	0,326	3,256	8,07
-6	25,7	0,375	3,753	7,80
-4	26,6	0,462	4,621	7,36
-2	27,8	0,601	6,015	6,76
0	28,9	0,780	7,800	6,12
2	30,1	1,016	10,161	5,43
4	31,2	1,312	13,122	4,77
6	31,8	1,511	15,111	4,40

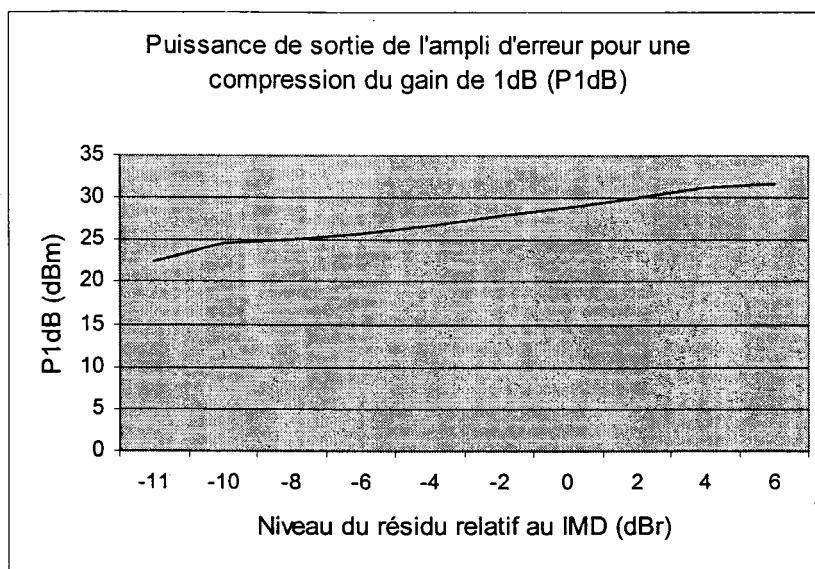


Figure à 83 P1dB de l'amplificateur d'erreur en fonction du niveau relatif du résidu.

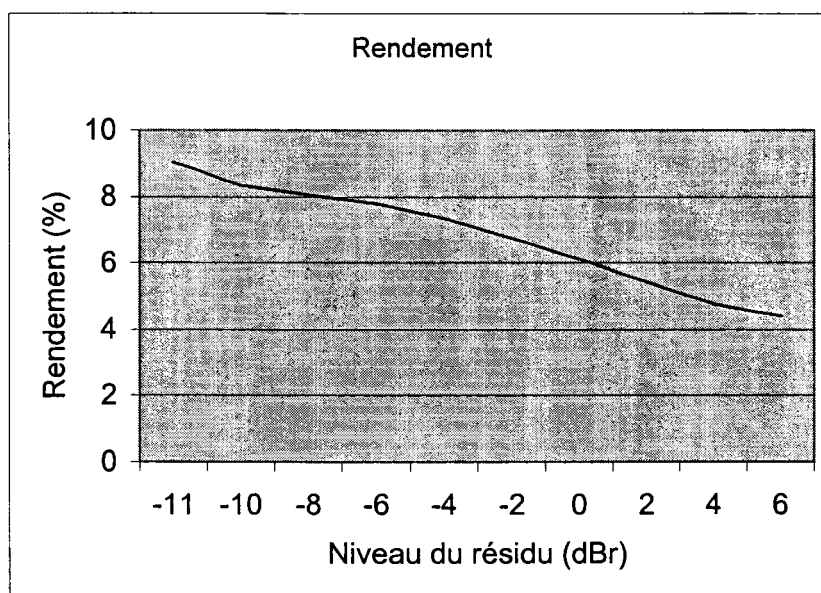


Figure 84 Le rendement total en fonction du niveau du résidu.

5.5 Résumé

Ce chapitre a été consacré à trouver une meilleure alternative à la topologie conventionnelle des amplificateurs PC. L'architecture à double boucle (*Dual Loop Feedforward Amplifier*) donne de bonnes performances en linéarité mais aux dépens d'une consommation supplémentaire de puissance. Une topologie qui fait la combinaison entre la technique de prédistorsion et la méthode de post-compensation, semble être une solution prometteuse. Elle permet d'améliorer la linéarité et d'obtenir un rendement similaire à celui d'une topologie conventionnelle. Cependant, elle hérite les problèmes de la méthode de prédistorsion.

La nouvelle architecture proposée et nommée amplificateur PC à boucles auxiliaires, présente une meilleure alternative du point de vue coût et performance. Ainsi, le système à boucles auxiliaires devient moins vulnérable aux variations de gain et de phase. Il améliore la linéarité et le rendement comparativement à la topologie conventionnelle. L'émergence de certains types de transistors favorise l'utilisation de cette technique.

Mis à part l'influence du niveau du résidu sur la puissance maximale et sur la puissance moyenne de l'enveloppe du signal d'erreur, les simulations et les tests ont démontré que ces mêmes puissances dépendent aussi de sa phase. Ainsi, elles peuvent être minimisées en contrôlant le niveau et la phase du résidu. Ceci favorise l'utilisation d'amplificateurs d'erreur moins puissants afin de maximiser le rendement global de l'amplificateur PC.

CONCLUSION

Au chapitre 1, on a parlé de la nécessité d'éliminer les signaux de distorsion générés par les amplificateurs de puissance, car leur présence dans la chaîne de transmission peut contribuer à la détérioration de la qualité de la liaison. L'opération de suppression de ces signaux de distorsions s'appelle 'linéarisation'.

Au chapitre 2, on a vu qu'il existe plusieurs méthodes de linéarisation des amplificateurs et on a démontré que la méthode post-compensation est la meilleure solution pour donner de bonnes performances sur une très large bande de fréquence, si certaines conditions sont réunies.

Au chapitre 3, une analyse du comportement d'un amplificateur PC conventionnel a révélé que la méthode post-compensation donne de bons résultats s'il n'y a pas d'erreur de gain, d'erreur de phase et si les délais de propagation sont respectés. La simulation a démontré aussi que le rendement du système augmente si le niveau de suppression est important. Mais, en réalité, la topologie conventionnelle ne donne que de modestes résultats, car l'opération de suppression est très sensible aux variations des erreurs de gain, de phase et de délai.

Au chapitre 5 on a proposé une nouvelle topologie qui a été nommée Amplificateur PC à boucles auxiliaires. Elle accomplit l'opération de suppression en deux étapes : une pré-suppression et une suppression finale. L'analyse, la simulation et les résultats de tests ont prouvé que la nouvelle architecture de l'ampli PC donne de bons résultats en termes de linéarité et de rendement.

Les tableaux XII, XIII et XIV indiquent les différents cas de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires pour trois niveaux de linéarité. Pour un système stable, chaque boucle de l'amplificateur PC peut réaliser une suppression d'environ 25dB. Dans ces tableaux, la première colonne indique le niveau des produits

d'intermodulation du 3^{ième} ordre à la sortie de l'amplificateur principal. En général, si ces produits sont élevés, on n'utilise qu'une simple boucle pour la suppression des porteuses et une double boucle pour la suppression des distorsions. Par contre, si les produits d'intermodulation sont faibles, on utilise une double boucle pour la suppression des porteuses et une seule boucle pour éliminer les distorsions. Cependant, quelque soit le niveau des produits d'intermodulation générés par l'amplificateur principal, la structure de la boucle de suppression des distorsions devra être une double boucle, si le niveau de linéarité ciblé est élevé (voir le tableau XIV).

Tableau XII

Types de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires pour un niveau de linéarité ciblé de 60dBc.

Niveau IMD ₃ (dBc)	Suppression de la porteuse	Suppression des distorsions	Type de la première boucle	Type de la deuxième boucle
20	25-30	≥ 40	Simple	Double
25	30-35	≥ 35	Simple/Double	Double
30	35-40	≥ 30	Double	Simple/Double
35	40-45	≥ 25	Double	Simple
40	45-50	≥ 20	Double	Simple

Tableau XIII

Types de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires pour un niveau de linéarité ciblé de 65dBc.

Niveau IMD ₃ (dBc)	Suppression de la porteuse	Suppression des distorsions	Type de la première boucle	Type de la deuxième boucle
20	25-30	≥ 45	Simple	Double
25	30-35	≥ 40	Simple/Double	Double
30	35-40	≥ 35	Double	Double
35	40-45	≥ 30	Double	Simple/Double
40	45-50	≥ 25	Double	Simple

Tableau XIV

Types de configuration de l'amplificateur PC à boucles auxiliaires pour un niveau de linéarité ciblé de 70dBc.

Niveau IMD ₃ (dBc)	Suppression de la porteuse	Suppression des distorsions	Type de la première boucle	Type de la deuxième boucle
20	25-30	≥ 50	Simple	Double
25	30-35	≥ 45	Simple/Double	Double
30	35-40	≥ 40	Double	Double
35	40-45	≥ 35	Double	Double
40	45-50	≥ 30	Double	Simple/Double

RECOMMANDATIONS ET TRAVAUX FUTURS

On recommande l'utilisation de cette nouvelle technique pour linéariser les amplificateur opérant en bande de fréquence large ou bien en bande fréquence étroite. L'amplificateur PC à boucles auxiliaire permettait d'obtenir de très bons résultats si :

- le système de contrôle utilise un modulateur IQ au lieu de la combinaison atténuateur/déphaseur pour contrôler l'erreur de phase et l'erreur de gain.
- l'algorithme de recherche de l'optimum de puissance du signal de distorsion prend en considération l'amplitude ainsi que la phase du résidu de la porteuse.
- la classe d'opération de l'ampli de puissance est AB et celui de l'ampli d'erreur est A.
- l'ampli principal est à base de transistors LDMOS pour les hautes puissances, et à base de InGaP PHEMT pour les faibles puissances.
- l'ampli d'erreur est à base de transistors du type HBT tel que InGaP HBT.
- Monter un bon amplificateur PC à boucles auxiliaires et effectuer des tests avec des signaux modulés.

ANNEXE 1

Amplificateurs

AMPLIFICATEURS

1.1 Caractéristiques de l'amplificateur en faibles signaux

Comme tout quadripôle, un amplificateur est décrit par des paramètres qui décrivent ses principales caractéristiques. Dans la littérature on utilise plusieurs types de paramètres, pour analyser les circuits; tel que les paramètres, Z, Y, ABCD, S etc. Les S paramètres sont les plus adaptés et qualifiés à être utilisés dans les analyses (et mesures) des circuits RF.

Pour exprimer la relation entre les signaux d'entrée et de sortie des deux ports d'un quadripôle, on utilise le système d'équations suivant :

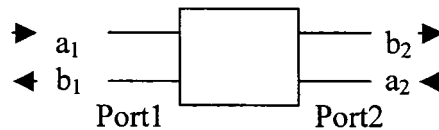


Figure A.1 : Schéma simplifié d'un quadripôle

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1.S_{11} + a_2.S_{12} \\ b_2 &= a_1.S_{21} + a_2.S_{22} \end{aligned} \quad (1.1)$$

1.2 Caractéristiques de l'amplificateur en forts signaux

Pour un système sans mémoire et variant dans le temps, cet amplificateur peut être modelisé par le polynôme suivant:

$$y(t) = \alpha_1.x(t) + \alpha_2.x^2(t) + \alpha_3.x^3(t) + \alpha_4.x^4(t) + \alpha_5.x^5(t) + \dots \quad (1.2)$$

Généralement dans un spectre de produits d'intermodulation, les signaux du troisième ordre sont les plus dominant. Donc pour simplifier notre analyse, on va considérer que les coefficient $\alpha_4, \alpha_5 + \dots$ sont négligeable par rapport aux autres, et le polynôme devient :

$$y(t) = \alpha_1.x(t) + \alpha_2.x^2(t) + \alpha_3.x^3(t) \quad (1.3)$$

Si notre signale est une porteuse de f_c , donc aura :

$$x(t) = A.\cos(\omega_c.t) \quad \text{ou} \quad \omega_c = 2\pi f_c$$

$$y(t) = \alpha_2 \frac{A^2}{2} + \left[\alpha_1.A + \frac{3\alpha_3.A^3}{4} \right] \cos(\omega_c.t) + \alpha_2 \frac{A^2}{2} \cos(2\omega_c.t) + \alpha_3 \frac{A^3}{4} \cos(3\omega_c.t) \quad (1.4)$$

P1dB : est la puissance de sortie (de la fondamentale) quand le gain décroît de 1dB par rapport au gain en faibles signaux.

Dans la zone linéaire ce gain est dominé par α_1 , car $\alpha_1.A \gg 3\alpha_3.A^3/4$ dans cette partie de la courbe de transfert. Donc il faut :

$$20 \log \left[\alpha_1.A_{1dB} + \frac{3\alpha_3.A_{1dB}^3}{4} \right] = 20 \log(\alpha_1.A_{1dB}) - 1 \quad (1.5)$$

et on aura

$$A_{1dB} = \sqrt{\left[0.145 \left(\left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right| \right) \right]} \quad (1.6)$$

Note : α_3 est un coefficient qui est négatif.

Si $x(t)$ est un signale d'entrée se composant de deux porteuses de même amplitude:

$$x(t) = A.\cos(\omega_1.t) + A.\cos(\omega_2.t)$$

$$y(t) = \left[\alpha_1 A + \frac{9\alpha_3 A^3}{4} \right] (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + \dots$$

$$\dots + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} (\cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t)) + \dots$$
(1.7)

Dans cette équation on a représenté que les produits qui nous intéressent: ceux du 1^{er} ordre et du 3eme ordre.

IP3 : Point d'interception au troisième degré.

$$|\alpha_1| \cdot A_{IP3} = \frac{3|\alpha_3| \cdot A_{IP3}^3}{4}$$
(1.8)

$$A_{IP3} = \sqrt{\left(\frac{3}{4} \right) \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}}$$
(1.9)

A_{IP3} est connu sous le terme IP3 ou TOI.

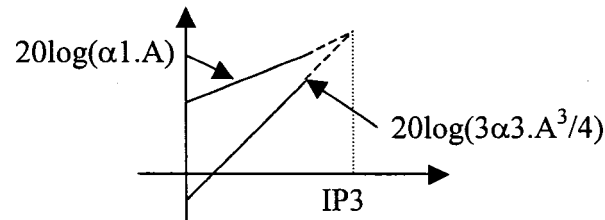


Figure A.2 : Point d'interception du troisième ordre

Part contre on utilise une autre expression à partir de laquelle on peut calculer IP3 :

$$IP3 = \frac{\Delta P}{2} + P_{in}$$
(1.10)

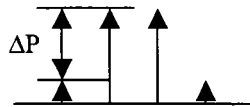


Figure A.3 : Méthode pratique pour le calcul de IP3

ANNEXE 2

Caractérisation de l'ampli de puissance

CARACTERISATION DE L'AMPLI DE PUISSANCE (HPADS).

2.1 Ampli de puissance

Durant la simulation de l'ampli PC l'ampli de puissance a été caractérisé par le fichier suivant : HPA_S_Parametres.s2d

```
! Created Tue May 22 13:35:54 2001
BEGIN ACDATA
# AC( hz S db R 50 )
% F n11x n11y n21x n21y n12x n12y n22x n22y
1.85e+009 -25.292364 142.82098 38.465674 -105.53455 -67.04186 39.401297 -11.50095 -74.957874
1.87e+009 -25.102946 148.33439 38.393487 -114.62581 -66.654275 143.3575 -11.452703 -77.485725
1.89e+009 -26.09749 154.8443 38.321636 -123.65016 -68.850993 74.01919 -11.448806 -83.11727
1.91e+009 -25.461724 160.3044 38.24654 -132.47579 -73.277496 -171.43166 -11.395773 -85.961108
1.93e+009 -24.971316 166.0502 38.187971 -141.14555 -74.831414 -117.75284 -11.33914 -90.316103
1.95e+009 -24.202833 169.17755 38.144558 -149.77907 -64.626828 -125.43454 -11.350908 -93.399842
1.97e+009 -23.575683 173.60006 38.121534 -158.32293 -67.596667 -124.21814 -11.638698 -96.222208
1.99e+009 -22.880661 176.35243 38.135369 -166.90371 -65.275266 -139.29026 -11.697137 -101.32707
2.01e+009 -21.98935 178.19138 38.167189 -175.53176 -73.341951 -5.5343542 -12.100037 -107.14777
2.03e+009 -21.261019 178.80204 38.208112 175.72662 -67.639661 -63.646575 -11.937862 -113.29932
2.05e+009 -20.526373 178.63906 38.256151 166.99226 -69.427236 -12.924141 -11.653156 -120.59153
END

!BEGIN GCOMP1
!% IP3
! 40
!END
!BEGIN GCOMP2
! 31.5
!END
BEGIN GCOMP3
% IP3 IDBC
% 40 31.5
END
```

2.2 Ampli d'erreur

Durant la simulation de l'ampli PC l'ampli d'erreur a été caractérisé par le fichier suivant : LPA_S_Parametres.s2d

```
! Created Tue May 22 13:18:06 2001
BEGIN ACDATA
# AC( hz S db R 50 )
% F n11x n11y n21x n21y n12x n12y n22x n22y
1.85e+009 -9.712002 110.55573 34.889574 33.446528 -61.456978 -33.97851 -10.774061 5.3088069
1.87e+009 -9.7231005 105.38406 34.903649 27.086737 -61.652966 -35.862304 -10.805509 1.2923037
1.89e+009 -9.7363223 100.19162 34.889649 20.815703 -60.873129 -40.438482 -10.68999 -2.1676261
1.91e+009 -9.7409569 95.164546 34.851395 14.603761 -61.779825 -36.065896 -10.768484 -6.5413224
1.93e+009 -9.7624057 90.080702 34.786691 8.6353159 -60.961366 -39.809723 -10.802634 -9.5535495
1.95e+009 -9.7953242 85.008972 34.727024 2.7398593 -62.68385 -52.038324 -10.81171 -13.458306
1.97e+009 -9.8266968 79.772235 34.679778 -2.9956124 -61.334633 -55.200953 -10.762095 -16.885708
1.99e+009 -9.8697772 74.528227 34.64351 -8.5524608 -62.125113 -66.254737 -10.778312 -19.798649
2.01e+009 -9.9222357 69.178097 34.620561 -13.899063 -61.985538 -60.892659 -10.91927 -24.317289
2.03e+009 -9.9750602 63.846725 34.627293 -19.166797 -61.439584 -58.564798 -10.858647 -27.687043
2.05e+009 -10.037804 58.592416 34.673405 -24.445627 -61.134657 -61.860554 -10.876685 -31.65138
END

!BEGIN GCOMP1
!% IP3
! 38
!END
BEGIN GCOMP2
% IDBC
```

```
END      29
!BEGIN   GCOMP3
!%       IP3      1DBC
!        38       29
!END
```

ANNEXE 3

Le rendement

LE RENDEMENT

Le rendement d'un amplificateur dépend de la classe d'opération, de ΔP , du nombre de porteuses et de la fonction de densité pour l'enveloppe du signal.

Pour le cas d'une seule porteuse, le rendement théorique de la classe A est de :

$$\eta = \frac{P_{RF_out}}{P_{dc}} \quad (3.1)$$

La puissance consommée par l'ampli est de

$$P_{dc} = \frac{V_{cc}^2}{R} \quad (3.2)$$

et la puissance délivrée à la charge est de :

$$P_{RF_out} = \frac{V^2}{R} \quad (3.3)$$

V_{cc} : est la tension de polarisation

V : est la tension du signal RF

R : est la charge

donc
$$\eta_A = \frac{V^2}{2V_{cc}^2} \quad (3.4)$$

Le rendement maximal est obtenu lorsque $V = V_{cc}$.

$$\eta_A = 0.5 \quad (3.5)$$

Pour a classe AB la puissance consommée par l'ampli est de

$$P_{dc} = \frac{2V.V_{cc}^2}{\pi.R} \quad (3.6)$$

Le rendement théorique de cette classe est de :

$$\eta_{AB} = \frac{\pi.V}{4.V_{cc}} \quad (3.7)$$

Pour le cas particulier ou $V = V_{cc}$, le rendement est au maximum :

$$\eta_{AB} = 0.78 \quad (3.8)$$

Dans le cas d'un signal multi-porteuses, le rendement de chacune des deux classes a une liaison directe avec le rapport ΔP de l'enveloppe de ce signal.

Si on considère que ce signal est la somme de N porteuses indépendantes qui sont caractérisés par une probabilité de distribution Gaussienne, alors la fonction de densité de son enveloppe suit une distribution de Rayleigh.

Pour $\psi = 10^{\Delta P / 10}$ (3.9)

alors la puissance moyenne est de:

$$P_{moy} = \frac{1}{2.\psi.R} \quad (3.10)$$

Et si on normalise V_{cc} à l'unité, la puissance consommée par un ampli opérant en classe A est de :

$$P_{dc} = \frac{1}{R} \quad (3.11)$$

Le rendement maximal de cette classe devient alors :

$$\eta_A = \frac{1}{2.\psi} \quad (3.12)$$

La puissance consommée par un ampli opérant en classe AB est de :

$$P_{dc} = \left(\frac{1}{R}\right) \sqrt{\left(\frac{1}{\pi.\psi}\right)} \quad (3.13)$$

Alors le rendement de cette classe est de :

$$\eta_{AB} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{4.\psi}\right)} \quad (3.14)$$

ANNEXE 4

Programmes de simulation (Matlab)

PROGRAMMES DE SIMULATION (MATLAB)

%Le programme "Sup.m" est destiné à analyser le comportement du
%de la suppression de la porteuse en fonction de l'erreur
%du gain et de l'erreur de la phase

```
clear
HOLD off;
deltap=-1.4;
deltafi=-0.21;
N=80;
for S1 = 1:N
    deltap = deltap + 0.035;
    ampli(S1)=deltap;
    for S2 = 1:N
        deltafi = deltafi + 0.005;
        phase(S2)=(deltafi*180)/pi;

        %Calcul du niveau de suppression
        Sp(S1, S2)=-10*log10(abs(1+10^(deltap/10)-2*10^(deltap/20)
            *cos(deltafi)));

        %Représentation du résidu en vecteur (Complex)
        B3=10^(-deltap/20)-cos(deltafi) - i*sin(deltafi);

        %l'argument du vecteur résidu
        theta=angle(B3);           % en radian
        teta(S1, S2)= (theta*180)/pi; % en degré
    end
end
deltafi=-0.21;
end
mesh(phase, ampli, Sp);
title ('La suppression de la porteuse')
zlabel('La phase du résidu (deg)')
ylabel('Erreur de gain (dB)')
xlabel('Erreur de Phase (deg)')
pause;
mesh(phase, ampli, teta);
title ('La phase du résidu')
zlabel('Phase (deg)')
ylabel('Erreur de gain (dB)')
xlabel('Erreur de Phase (deg)')
```

%Le programme "EnvAnalysis.m" a pour but d'analyser le comportement
 %de l'enveloppe du signal d'erreur qui se compose du residu des
 %porteuses et des produits d'intermodulation du 3ième et du 5ième ordre.
 %On calcule la puissance maximale, la puissance moyenne et leur rapport
 %en fonction de l'erreur de gain et de l'erreur de phase.

```
clear
HOLD off;
N1=40;
deltafi_deg= 0;
for s2=1:40
    deltafi_deg=deltafi_deg+10;
    PhaseError(s2)=deltafi_deg;
    deltafi=(deltafi_deg*pi)/180;
    ampli=0;
    for s1=1:N1
        ampli=ampli+4/N1;
        GainError(s1)=20*log10(ampli);
        deltaf=1;
        t= 0:0.05:20;
        f=0;
        w=2*pi*f;

        %Residu des porteuses
        Fx1=ampli*cos((w-deltaf/2)*t+deltafi)+
            ampli*cos((w+deltaf/2)*t+deltafi);

        %Produits d'intermodulation du troisième ordre
        Fx3=cos((w-1.5*deltaf)*t)+ cos((w+1.5*deltaf)*t);

        %Produits d'intermodulation du cinquième ordre de niveau -10.5dB
        Fx5=0.3*cos((w-2.5*deltaf)*t)+ 0.3*cos((w+2.5*deltaf)*t);

        %Construire l'enveloppe
        Fx=Fx1+Fx3+Fx5 ;

        %Puissance moyenne de l'enveloppe
        Pmoy(s2,s1)=10*log10(mean(Fx.^2));

        %Puissance maximale de l'enveloppe
        Pmax(s2,s1)=10*log10(max(Fx.^2));

        %Rapport de la puissance maximale sur la puissance moyenne.
        DeltaP(s2,s1)=Pmax(s2,s1)-Pmoy(s2,s1);

    Fx=0;
end
end
surf(GainError, PhaseError, DeltaP);
pause;
surf(GainError, PhaseError,Pmoy );
pause;
surf(GainError, PhaseError, Pmax);
```

%Le programme "EnvRandAnal.m" a pour but d'analyser le comportement
 %de l'enveloppe du signal d'erreur qui se compose du résidu des
 %porteuses et des produits d'intermodulation du 3ième et du 5ième
 %ordre. La déphasage entre les porteuses est aléatoire.
 %On calcule la puissance maximale, la puissance moyenne et leur rapport
 %en fonction de l'erreur de gain et de l'erreur de phase.

```
clear
HOLD off;
N1=40;
```

%A chaque exécution du programme le générateur pseudo-aléatoire est
 %démarré dans un nouvel état.
 rand('state', sum(100*clock));

```
deltafi_deg= 0;
for s2=1:40
    deltafi_deg=deltafi_deg+10;
    Phase Error(s2)=deltafi_deg;
    deltafi=(deltafi_deg*pi)/180;
    ampli=0;
    for s1=1:N1
        ampli=ampli+4/N1;
        GainError(s1)=20*log10(ampli);
        deltaf=1;
        t= 0:0.05:20;
        f=0;
        w=2*pi*f;
```

%Génération uniformément aléatoire du déphasage entre les porteuses
 x=pi*(rand);

%Residu des porteuses

$$Fx1=ampli*\cos((w-\delta f/2)*t+\delta fi+x)+$$

$$ampli*\cos((w+\delta f/2)*t+\delta fi);$$

%Produits d'intermodulation du troisième ordre

$$Fx3=\cos((w-1.5*\delta f)*t+2*x)+\cos((w+1.5*\delta f)*t-x);$$

%Produits d'intermodulation du cinquième ordre de niveau -10.5dB.

$$Fx5=0.3*\cos((w-2.5*\delta f)*t+4*x)+0.3*\cos((w+2.5*\delta f)*t-x);$$

%Construire l'enveloppe.
 Fx=Fx1+Fx3+Fx5 ;

%Puissance moyenne de l'enveloppe.

$$Pmoy(s2,s1)=10*\log_{10}(\text{mean}(Fx.^2));$$

% Rapport de la puissance maximale sur la puissance moyenne.

$$Pmax(s2,s1)=10*\log_{10}(\max(Fx.^2));$$

%Rapport des deux puissances.

$$\Delta P(s2,s1)=Pmax(s2,s1)-Pmoy(s2,s1);$$

```
Fx=0;  
end  
end  
surf(GainError, PhaseError, Pmax);
```

BIBLIOGRAPHIE

- 1 Peter B. Kenington, *Methods Linearize RF Transmitters and Power Amps, Part II: Microwave & RF*, Jan 1999, pages 79-89.
- 2 Nick Potheary, *FeedFoward Linear Amplifiers*, pages 176-179, Artech House.
- 3 N. Potheary, Peter B. Kenington, Frederick H. Raab...*Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave*, pages 814-826, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 50 No3, Mars 2002.
- 4 Nick Potheary, *FeedFoward Linear Amplifiers*, pages 119-150, Artech House.
- 5 Jean-Serge Cardinal and Fadhel M. Ghanouchi, *A new adaptive double envelope feedback (ADEF) linearizer for solid state amplifiers*, IEEE Transaction on Microwave theories and techniques, Vol 43, No7, July 1995.
- 6 Peter B. Kenington, *Methods Linearize RF Transmitters and Power Amps, Part I*, Microwave & RF, Dec 1998, Page 102-116.
- 7 *A Varactor Controlled Phase Shifter for PCS Station Applications*, Aplpha Industries APN1009.
- 8 William T. Thornton & Lawrence E. Larson, *An Improved 5.7Ghz ISM-Band Feedfoward Amplifier Utilizing Vector Modulators...*, Microwave Journal, Dec 1999, page 96.
- 9 Ung Hee Park, *Control Circuit Compensates Error Loop in FFD*, Microwaves & RF Sept 2000, page 122.
- 10 Nick Potheary, *Feedfoward Linear Power Amplifier*, Artech House, page 5.